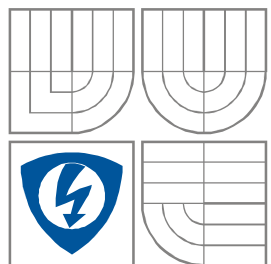


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNologiÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# BIKÓNICKÁ DIPÓLOVÁ ANTÉNA S KRUHOVOU POLARIZACÍ

BICONICAL DIPOLE ANTENNA WITH CIRCULAR POLARISATION

## DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S PROJECT

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jaroslav Urbaník

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

BRNO 2013

**VLOŽIT ORIGINÁL ZADÁNÍ**

## **ABSTRAKT**

Tato diplomová práce se zabývá teoretickými poznatky a návrhem bikónické antény pracující v kmitočtovém rozsahu 4 až 8 GHz. V rámci práce jsou také popsány způsoby impedancečního přizpůsobení a vybrané typy polarizátorů elektromagnetických vln a radioprůzračných krytů. Na základě teoretických poznatků je určena koncepce návrhu bikónické antény a vybrán vhodný polarizátor pro zajištění kruhové polarizace vyzařovaných elektromagnetických vln.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Bikónická anténa, impedance antény, kruhová polarizace, polarizátor

## **ABSTRACT**

This thesis deals with the theoretical knowledge and design of biconical antenna operating in the frequency range 4-8 GHz. The work also describes methods of impedance matching and selected types of polarizers of electromagnetic waves and radar domes. On the basis of the theoretical knowledge the design concept of biconical antenna is determined and suitable polarizer to ensure circular polarization of the emitted electromagnetic waves is selected.

## **KEYWORDS**

Biconical antenna, antenna impedance, circular polarization, polarizer

URBANÍK, J. *Bikónická dipólová anténa s kruhovou polarizací*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 59 s., 3 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Bikónická dipólová anténa s kruhovou polarizací jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucím diplomové práce prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi z VUT Brno a panu Ing. Martinu Pavlovičovi z firmy ERA a.s. Pardubice za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Obsah</b>	<b>vi</b>
<b>Seznam obrázků</b>	<b>ix</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>xii</b>
<b>Úvod</b>	<b>13</b>
<b>1 Definice antén</b>	<b>14</b>
1.1 Obecná definice antény .....	14
1.2 Popis vyzařovací struktury .....	14
<b>2 Rozdělení antén a elektromagnetických vln</b>	<b>15</b>
2.1 Stručné rozdělení antén .....	15
2.2 Rozdělení vln .....	16
<b>3 Bikónická anténa</b>	<b>17</b>
3.1 Definice bikónické antény .....	17
3.2 Napájení bikónické antény .....	17
3.3 Impedance bikónické antény .....	19
3.3.1 Obecné vztahy o impedanci .....	19
3.3.2 Vstupní impedance nekonečné bikónické antény .....	19
3.3.3 Vstupní impedance konečné bikónické antény .....	20
<b>4 Polarizátory a Radioprůzračné Materiály</b>	<b>24</b>
4.1 Polarizátory elektromagnetických vln .....	24
4.2 Radioprůzračné materiály (radomy) .....	25
<b>5 Návrh a simulace bikónické antény</b>	<b>28</b>
5.1 Návrh bikónické antény .....	28
5.2 Simulace navržené anténní struktury v prostředí CST Microwave studio	29
5.2.1 Simulace navržené struktury s napájením diskretním portem .....	29
5.2.1.1 Závislost impedance $Z_0$ na úhlu rozevření kónusů-reálná část	30
5.2.1.2 Závislost impedance $Z_0$ na úhlu rozevření kónusů-imaginární část	30

5.2.1.3	Impedance bikónické antény-reálná část	31
5.2.1.4	Impedance bikónické antény-imaginární část	31
5.2.1.5	Impedance $Z_0$ -Smithův diagram	32
5.2.1.6	Parametr $S_{11}$	32
5.2.1.7	Vyzařovací diagramy	32
5.2.2	Simulace navržené struktury s napájením diskretním portem s přizpůsobovací kapacitní diskontinuitou.....	34
5.2.2.1	Závislost $Z_0$ na poloměru diskounu	35
5.2.2.2	Závislost $Z_0$ na umístění diskounu ve směru osy x	36
5.2.2.3	Závislost $Z_0$ na vzdálenosti kónusů	37
5.2.2.4	Nejlepší dosažené výsledky při napájení diskretním portem	37
5.2.3	Simulace navržené struktury s napájením koaxiálním vedením UT-141	41
5.2.3.1	Závislost impedance $Z_0$ na vzdálenosti diskounu 1 od geometrického středu struktury	43
5.2.3.2	Závislost impedance $Z_0$ na vzdálenosti vnějšího vodiče koaxiálního vedení od geometrického středu struktury	44
5.2.3.3	Nejlepší dosažené výsledky při napájení koaxiálním vedením Semi-Rigid UT-141 (s kapacitní diskontinuitou)	45
<b>6</b>	<b>Návrh a simulace polarizační mříže</b>	<b>48</b>
6.1	Návrh polarizační mříže.....	48
6.2	Sloučení bikónické antény a polarizační mříže v jednu anténní strukturu	49
6.3	Simulace sloučené bikónické antény a polarizační mříže v jednu anténní strukturu v CST Microwave studio .....	49
6.3.1	Simulace sloučené anténní struktury pro vypočtené rozměry polarizační mříže.....	50
6.3.1.1	Závislost fázového posunu složek $E_V$ a $E_H$ na frekvenci f	50
6.3.1.2	Závislost úrovně signálu složek $E_V$ a $E_H$ na frekvenci	50
6.3.2	Simulace sloučené anténní struktury pro optimalizované rozměry anténní struktury .....	51
6.3.2.1	Závislost fázového posunu složek $E_V$ a $E_H$ na frekvenci f	51
6.3.2.2	Závislost úrovně signálu složek $E_V$ a $E_H$ na frekvenci	51
6.3.2.3	Vyzařovací charakteristiky	52
6.3.2.4	Vyzařovací charakteristiky – pravotočivá a levotočivá kruhová polarizace	53
6.3.2.5	Parametr $S_{11}$	55
6.3.2.6	Vstupní impedance anténní struktury $Z_0$	55

<b>7 Závěr</b>	<b>57</b>
<b>Literatura</b>	<b>58</b>
<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>59</b>
<b>Příloha A</b>	<b>60</b>
<b>Příloha B</b>	<b>61</b>
<b>Příloha C</b>	<b>62</b>



# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Anténa jako přechodová oblast (převzato z [1]).	14
Obr. 3.1:	Bikónická anténa (převzato z [2]).	17
Obr. 3.2:	Trychtýřová dvoukuželová anténa a rozložení siločar-vid TEM (převzato z [1]).	18
Obr. 3.3:	Trychtýřová dvoukuželová anténa a rozložení siločar-vid $TE_{01}$ (převzato z [1]).	18
Obr. 3.4:	Nekonečně dlouhá bikónická anténa (převzato z [2]).	20
Obr. 3.5:	Schelkunoffova hraniční zóna (převzato z [2]).	21
Obr. 3.6:	Místa odrazu a vyzáření (převzato z [2]).	21
Obr. 3.7:	Přenosové vedení	22
Obr. 3.8:	Tenká bikónická anténa	22
Obr. 4.1:	Polarizační mříž tvořená kovovými pásky (převzato z [1]).	24
Obr. 4.2:	Polarizační mříž (převzato z [1]).	25
Obr. 4.3:	Odraz a lom vln	26
Obr. 4.4:	Ke kolmé polarizaci	27
Obr. 4.5:	K rovnoběžné polarizaci	27
Obr. 5.1:	Závislost impedance $Z_0$ na úhlu rozevření kónusů (převzato z [1]).	28
Obr. 5.2:	Model bikónické antény s napájením diskretním portem	29
Obr. 5.3:	Reálná část impedance $Z_0$	30
Obr. 5.4:	Imaginární část impedance $Z_0$	30
Obr. 5.5:	Reálná část impedance $Z_0$	31
Obr. 5.6:	Imaginární část impedance $Z_0$	31
Obr. 5.7:	Smithův diagram	32
Obr. 5.8:	Parametr $S_{11}$	32
Obr. 5.9:	Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 4 GHz	
	a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace	33
Obr. 5.10:	Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 6 GHz	
	a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace	33
Obr. 5.11:	Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 8 GHz	
	a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace	34

Obr. 5.12: Bikónická anténa s přizpůsobovací kapacitní diskontinuitou .....	34
Obr. 5.15: Závislost reálné části $Z_0$ na poloze diskounu .....	36
Obr. 5.16: Závislost reálné části $Z_0$ na poloze diskounu .....	36
Obr. 5.17: Závislost reálné části $Z_0$ na vzdálenosti kónusů .....	37
Obr. 5.18: Závislost imaginární části $Z_0$ na vzdálenosti kónusů .....	37
Obr. 5.18: Reálná část impedance $Z_0$ .....	38
Obr. 5.19: Imaginární část impedance $Z_0$ .....	38
Obr. 5.20: Impedance $Z_0$ -Smithův diagram .....	39
Obr. 5.21: Parametr $S_{1,1}$ .....	39
Obr. 5.22: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 4 GHz	
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace .....	40
Obr. 5.23: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 6 GHz	
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace .....	40
Obr. 5.24: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 8 GHz	
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace .....	41
Obr. 5.25: Micro-coax Semi-Rigid .....	41
Obr. 5.26: Umístění napájecího vedení .....	42
Obr. 5.27: Závislost impedance na vzdálenosti diskounu 1 od středu struktury (reálná část) .....	43
Obr. 5.28: Závislost impedance na vzdálenosti kotouče 1 od středu struktury (imaginární část) .....	43
Obr. 5.29: Závislost impedance na vzdálenosti vnějšího vodiče od středu struktury (reálná část) .....	44
Obr. 5.30: Závislost impedance na vzdálenosti vnějšího vodiče od středu struktury (imaginární část) .....	44
Obr. 5.31: Reálná část impedance $Z_0$ .....	45
Obr. 5.32: Imaginární část impedance $Z_0$ .....	45
Obr. 5.33: Impedance $Z_0$ -Smithův diagram .....	45
Obr. 5.34: Parametr $S_{11}$ .....	46
Obr. 5.35: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 4 GHz	
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace .....	46
Obr. 5.36: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 6 GHz	
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace .....	47
Obr. 5.37: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 8 GHz	
a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace .....	47

Obr. 6.1:	Mříž polarizační (převzato z [1]).	48
Obr. 6.2:	Sloučení bikónické antény s polarizační mříží	49
Obr. 6.3:	Druhy polarizací.	49
Obr. 6.4:	Závislost fázového posunu složek $E_V$ a $E_H$	50
Obr. 6.5:	Závislost úrovně signálu složek $E_V$ a $E_H$	50
Obr. 6.6:	Závislost fázového posunu složek $E_V$ a $E_H$	51
Obr. 6.7:	Závislost úrovně signálu složek $E_V$ a $E_H$	51
Obr. 6.8:	Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 4 GHz	
	a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.	52
Obr. 6.9:	Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 6 GHz	
	a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.	52
Obr. 6.10:	Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 8 GHz	
	a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace.	53
Obr. 6.11:	Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 4 GHz – kruhová polarizace v horizontálním směru a) pravotočivá b) levotočivá	53
Obr. 6.12:	Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 6 GHz – kruhová polarizace v horizontálním směru a) pravotočivá b) levotočivá	54
Obr. 6.13:	Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 8 GHz – kruhová polarizace v horizontálním směru a) pravotočivá b) levotočivá	54
Obr. 6.14:	Parametr $S_{11}$	55
Obr. 6.15:	Reálná část impedance $Z_0$	55
Obr. 6.16:	Imaginární část impedance $Z_0$	55
Obr. 6.17:	Výkres kónus 1.	60
Obr. 6.18:	Výkres kónus 2.	61
Obr. 6.19:	Výkres lamela polarizátoru.	62

# SEZNAM TABULEK

Tabulka 1: Radioprůzračné materiály .....	26
Tabulka 2: Rozměry anténní struktury .....	38
Tabulka 3: Rozměry a vlastnosti koaxiálního vedení UT-141 .....	42
Tabulka 4: Rozměry anténní struktury .....	42

# ÚVOD

V této práci se budeme zabývat problematikou bikónických dipólových anténních struktur a polarizátorů elektromagnetických vln. Okrajově se budeme také věnovat radioprůzračným materiálům, které bývají často používány pro výrobu anténních krytů. Radioprůzračné kryty zajišťují ochranu anténní struktury před deštěm, větrem a dalšími povětrnostními vlivy, a tím výrazně prodlužují životnost dané antény.

První klasická dipólová anténa byla zkonstruována koncem 19. století kolem roku 1886 Heinrichem Hertzem. Základní dipólová anténa je nejjednodušší prakticky realizovatelná anténa, která je tvořena ze dvou ramen o délce  $\lambda/2$  a napájecí štěrby, která je umístěna uprostřed dané antény. S rozvojem radiotechniky byly vytvořeny její modifikace jako je například námi vytvářená bikónická dipólová anténa.

Bikónická dipólová anténa je modifikací klasické dipólové antény, respektive širokopásmové plošné dipólové antény. Výhody této antény spočívají v její širokopásmovosti a všesměrové vyzařovací charakteristice. Bikónická anténa je tvořena dvěma kónusy, které jsou umístěny svými vrcholy proti sobě a v těchto vrcholech je anténa napájena. Vstupní impedance antény je závislá na úhlu rozevření kónusů a frekvenční pásmo, ve kterém má daná anténa pracovat je závislé na jejich délce.

Jelikož je požadována kruhová polarizace vyzařovaných elektromagnetických vln, bude bikónická anténa doplněna vhodným polarizátorem elektromagnetických vln. Protože se jedná o všesměrovou anténu, bude polarizátor umístěn kolem celé anténní struktury, a to před vyzařovacím ústím.

Anténa je vytvářena pro firmu ERA a.s. v Pardubicích a bude využívána jako měřicí vysílací všesměrová anténa s kruhovou polarizací, pomocí níž budou testována různá vyvíjená zařízení a anténní struktury.

# 1 DEFINICE ANTÉN

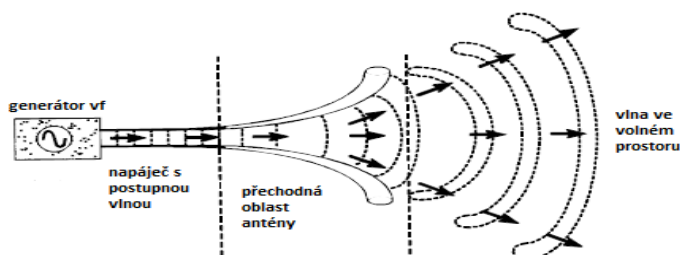
## 1.1 Obecná definice antény

Vzhledem k tomu, že náplní této práce je návrh určitého druhu antény, bylo by vhodné na úvod uvést, co to vlastně antény jsou a na jaké skupiny a podskupiny jsou v teorii i praxi děleny.

Anténu lze definovat jako zařízení pro vyzařování nebo příjem elektromagnetického vlnění. Nejzákladnější dělení antén je na vysílací a přijímací, i když toto dělení je dosti nepřesné, a to z toho důvodu, že v zásadě může každá anténa vysílat i přijímat (princip reciprocity).

Anténa je tzv. přechodová struktura nebo-li hraniční prvek radiokomunikačního řetězce. Zajišťuje přechod elektromagnetické vlny vedené vlnovodem, mikropáskem nebo přenosovým vedením na elektromagnetické vlny šířené ve volném prostoru.

Tato struktura je znázorněna níže (viz Obr. 1.1).



Obr. 1.1: Anténa jako přechodová oblast (převzato z [1]).

## 1.2 Popis vyzařovací struktury

Výše uvedený obrázek je rozdělen na čtyři části, a to na vysokofrekvenční generátor, napáječ, přechodovou oblast a na prostor, ve kterém se již elektromagnetická vlna šíří ve volném prostoru.

Jako napáječ může být použito vlnovodného, mikropáskového nebo přenosového vedení (koaxiální vedení atd.). Jednou ze základních parametrů anténních struktur je impedanční přizpůsobení. V případě, že impedance anténní struktury je rovna impedanci napájecího vedení, můžeme mluvit o ideálním impedančním přizpůsobení. Často používané vstupní impedance jsou  $50\ \Omega$  a  $75\ \Omega$ .

Vlna, která je do volného prostoru vyzářena se nazývá kulová elektromagnetická vlna. I když při řešení šíření vln se často používá název rovinná vlna. Rovinnou vlnu můžeme chápat jako idealizovanou část kulové vlny ve velké vzdálenosti od zářiče.

Podrobnějšímu popisu vyzařování a šíření vln se budeme zabývat v jedné z následujících kapitol.

## 2 ROZDĚLENÍ ANTÉN A ELEKROMAGNETICKÝCH VLN

V současné době je vyvinuto a uvedeno na trh velké množství antén pro vysílání a příjem elektromagnetických vln.

Vzhledem k tomu, že se v dalších částech budeme věnovat popisu bikónické antény, bylo by na místě uvést stručné rozdělení antén a námi popisovanou bikónickou anténu zařadit do tohoto rozdělení. Antény můžeme dělit z několika různých hledisek. Nejzákladnější dělení antén je na vysílací a přijímací. Dále můžeme dělit antény, například podle frekvenčního pásma, vyzařovacího diagramu, podle polarizace vyzařovaného vlnění atd.

Stručné rozdělení antén je uvedeno v následujícím textu.

### 2.1 Stručné rozdělení antén

- a) Podle frekvenčního pásma
  - Široko pásmové
  - Úzko pásmové
  - Více pásmové
- b) Podle vyzařovacího diagramu
  - Všesměrové
  - Sektorové
  - Směrové
- c) Podle konstrukce
  - Drátové antény
  - Plošné antény
  - Reflektorové antény
  - Anténní čočky
- d) Podle uspořádání elementárních zdrojů
  - Lineární
  - Plošné
  - Magnetické
- e) Podle polarizace vyzařovaného vlnění
  - Lineární
  - Eliptické
  - Kruhové

Antén a anténních systémů je celá řada a pro náš účel stačí pouze stručné rozdělení. Podrobné rozdělení a popis jednotlivých typů antén je možno nalézt například v [1].

V praxi při návrhu systému není jednoduché docílit všech požadavků na anténní systém v co nejlepší možné míře. Parametry, které má anténní systém splňovat, jsou na sobě navzájem závislé. Při změně struktury se nám může podařit vylepšit některý z požadovaných parametrů, ale musíme počítat s tím, že ostatní parametry se nám téměř s naprostou jistotou změní nebo úplně přestanou vyhovovat požadovaným parametrům anténní struktury. Dosáhnout ideálních hodnot všech požadovaných parametrů je téměř nemožné a z toho důvodu se při návrhu volí určitý kompromis, a to i kvůli požadavkům na náročnost výroby a na cenu konečného výrobku.

Vzhledem k tomu, že účelem naší práce není rozebírat druhy antén, tak bychom od rozdělení a použití antén ustoupili a věnovali se rozdělení elektromagnetických vln a dále právě námi popisované a navrhované bikónické anténě.

## 2.2 Rozdělení vln

Elektromagnetické vlny se mohou dělit do mnoha skupin. Podle způsobu šíření prostorem, podle tvaru vlny apod.

Podle orientace vektoru elektrického a magnetického pole ke směru šíření vlny je možné je dělit na:

**TEM** – transverzálně elektromagnetické vlny. U této vlny jsou vektory elektrického i magnetického pole kolmé na směr šíření. Vektory elektrického pole jsou navíc současně kolmé na vektory magnetického pole. U této vlny neexistuje podélná složka, všechny jsou příčné.

**TE** – transverzálně elektrické vlny. Složky elektrického pole u této vlny jsou kolmé (příčné) na směr šíření vlny a magnetické pole má i složku podélnou. Přenosovou strukturou této vlny je vlnovod.

**TM** – transverzálně magnetické vlny. Jde o obdobu vlny TE, ale elektrické pole má i složku podélnou a magnetické pole má složky pouze příčné. Vlna se opět může šířit vlnovodem.

Dále je možné popsat vlny podle jejich tvaru. Všechny zde vyjmenované vlny jsou považovány za uniformní (homogenní). Uniformní vlna je taková, která má na celé své vlnoploše konstantní amplitudu i fázi. Pokud vlna tuto podmínku nesplňuje, nazývá se neuniformní (nehomogenní).

Základní rozdělení vln podle jejich tvaru:

**Rovinná** vlna. Prostorově neohraničená homogenní rovinná vlna prakticky neexistuje. Takovou vlnu by mohl vyzařovat pouze zdroj nekonečných rozměrů. Tuto abstrakci lze nahradit elementární plochou kulové vlny v dostatečné vzdálenosti od zdroje.

**Kulová** – někdy také sférická vlna. Je to vlna, která je řešením vlnových rovnic v kulových souřadnicích. Jednoduchým příkladem zdroje kulové vlny je například pole kmitajících dipólu. Kulová vlna se šíří radiálně od bodového zářiče.



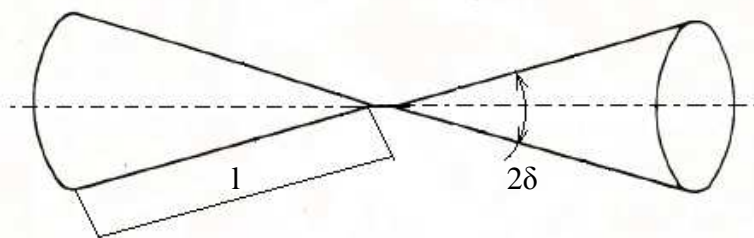
## 3 BIKÓNICKÁ ANTÉNA

Přes obecnou definici antény a stručné rozdělení v dnešní době dostupných antén se dostáváme k již zmiňované bikónické anténě. V dalších odstavcích jsou popsány vlastnosti a geometrické uspořádání bikónické antény.

### 3.1 Definice bikónické antény

Bikónická anténa se skládá ze dvou kuželů umístěných na společné ose, a to tak, že jsou kužely svými vrcholy natočeny proti sobě.

Tvar bikónické antény je zobrazen níže (viz Obr. 3.1).



Obr. 3.1: Bikónická anténa (převzato z [2]).

Bikónická anténa se podle délky  $l$  povrchové přímky kuželu a úhlu  $\delta$  rozevření kuželu nazývá buď jako trychtýřová dvoukuželová anténa anebo dipólem dvoukuželový.

V případě, že je délka  $l \gg \lambda$  a úhel  $\delta \approx 45^\circ$  považujeme anténu za jistý druh trychtýřové antény a nazýváme ji trychtýřová dvoukuželová anténa. Za předpokladu, že délka  $l \ll \lambda$  a úhel  $\delta > 5^\circ$  se anténa podobá spíše dipólové anténě a nazýváme ji jako dvoukuželový dipól.

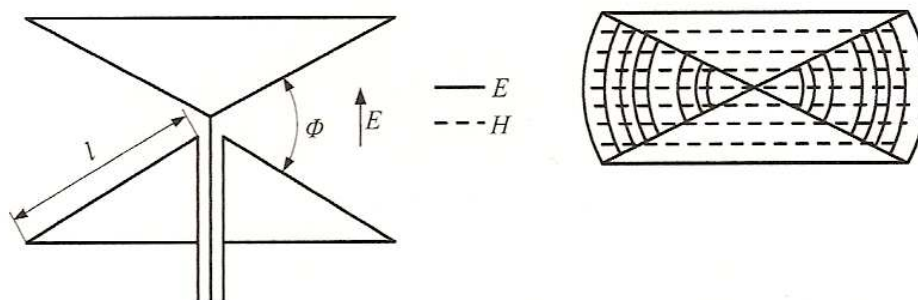
Z teoretického hlediska není mezi těmito dvěma anténami žádný rozdíl. V praxi se však vlastnosti jednotlivých antén liší.

### 3.2 Napájení bikónické antény

Napájení bikónické antény se provádí pomocí koaxiálního vedení, malé smyčky napájené například dvěma koaxiálními vedeními nebo vlnovodem, a to podle toho jaký vid chceme vybudit. Podle vybuzeného vidu má vlnění polarizaci buď vertikální nebo horizontální.

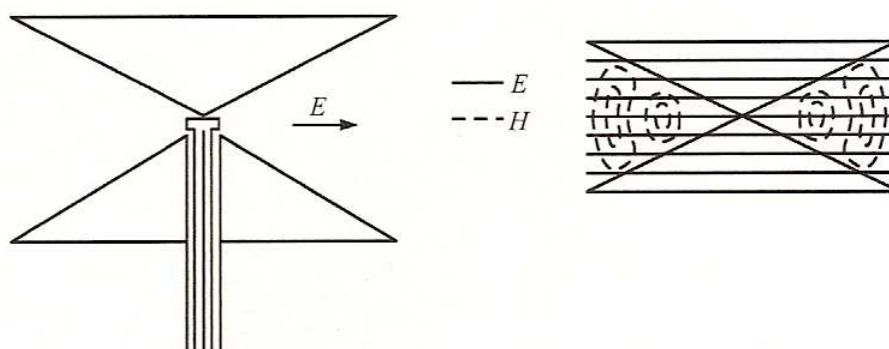
Napájení je připojeno mezi vrcholy souosých kuželů (viz Obr. 3.2.1, 3.2.2).

V případě, že chceme vybudit vid TEM, postačí nám k napájení koaxiální vedení. Vlnění je vertikálně polarizováno (viz Obr. 3.2), což znamená, že je rovnoběžné s osou antény neboli s osou kuželů. Co se týká vyzařovacího diagramu tak v horizontální rovině je všesměrový a ve vertikální rovině má tvar osmičky. V této rovině se můžou také vyskytovat postranní laloky.



Obr. 3.2: Trychtýřová dvoukuželová anténa a rozložení siločar-vid TEM (převzato z [1]).

V případě, chceme-li dosáhnout horizontální polarizace, je nutné vybudit vid  $TE_{01}$ . Toho můžeme dosáhnout, již výše zmíněnou malou smyčkou napájenou souměrným vedením (viz Obr. 3.3) anebo pomocí kruhového vlnovodu se stejným videm.



Obr. 3.3: Trychtýřová dvoukuželová anténa a rozložení siločar-vid  $TE_{01}$  (převzato z [1]).

Tento typ napájení je však složitě proveditelný a z hlediska kmitočtového rozsahu velmi úzkopásmový.

V našem případě, kdy potřebujeme pokrýt větší šířku pásma je pro nás tento způsob napájení nevhodný. A proto použijeme napájení koaxiálním vedením (viz Obr. 3.2).

### 3.3 Impedance bikónické antény

Následující část práce je věnována impedanci bikónické antény. V odstavci 3.3.1 jsou uvedeny základní obecné vztahy, které se vztahují k impedanci antén, takže i k impedanci námi zkoumané antény.

V částech 3.3.2 a 3.3.3 se již konkrétně zabýváme impedancí bikónické antény.

#### 3.3.1 Obecné vztahy o impedanci

Abychom docílili, co nejlepšího přenosu energie z vedení do samotné antény musí být anténa vhodně impedance přizpůsobena.

V případě dobře přizpůsobené antény se charakteristická impedance vedení rovná vstupní impedanci antény. Pro zajištění této podmínky je nezbytné, aby vstupní impedance byla čistě reálná.

Vstupní impedance je dána vztahem [1]

$$Z_{vst} = R_t + R_{ztr} + X_t, \quad (3.1)$$

kde  $R_t$  značí odpor záření,  $R_{ztr}$  označuje ztrátový odpor a  $X_t$  je reaktance záření.

Odpor záření lze určit podle vztahů [2]

$$P = R_t \cdot I_{vst}^2 \Rightarrow R_t = \frac{P}{I_{vst}^2}, \quad (3.2)$$

kde  $P$  značí výkon vyzářený anténou.

Ztrátový odpor je možno určit podle vztahu [3]

$$P_{tep} = R_{ztr} \cdot I_{vst}^2 \Rightarrow R_{ztr} = \frac{P_{tep}}{I_{vst}^2}, \quad (3.3)$$

kde  $P_{tep}$  představuje výkon, který se v anténě a jejím okolí mění v teplo.

#### 3.3.2 Vstupní impedance nekonečně bikónické antény

V případě, bereme-li kužely bikónické antény za nekonečně dlouhé a bereme v úvahu pouze TEM vlnu je vstupní impedance rovna poměru  $U_{(r)}/I_{(r)}$  pro  $r$  blížíící se nule.

V případě, nekonečně dlouhé bikónické antény není poměr  $U_{(r)}/I_{(r)}$  závislý na poloměru  $r$  elektrické složky vlny TEM. Vstupní impedance  $Z_{in}$  je rovna charakteristické impedanci  $Z_k$ .

Charakteristická impedance  $Z_k$  je dána vztahem [4]

$$Z_k = 120 \ln \cot \frac{\theta_{hc}}{2}, \quad (3.4)$$

kde  $\theta_{hc}$  je úhel rozevření antény (viz Obr. 3.4).

V případě, že je úhel rozevření  $\theta_{hc} < 20^\circ$  pro charakteristickou impedanci platí vztah [5]

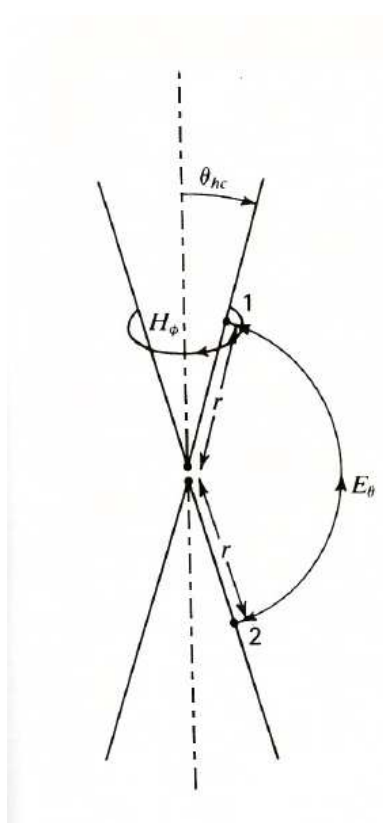
$$Z_k = 120 \ln \frac{2}{\theta_{hc}}, \quad (3.5)$$

kde  $\theta_{hc}$  je opět úhel rozevření antény.

Charakteristická impedance a vstupní impedance nekonečně dlouhé bikónické antény jsou čistě reálná. Z toho důvodu ji můžeme vyjadřovat jako charakteristický a vstupní odpor podle vztahu [6]

$$R_k = R_{in} = 120 \ln \cot \frac{\theta_{hc}}{2}, \quad (3.6)$$

kde  $\theta_{hc}$  značí jako v předchozích vztazích úhel rozevření kónusu antény.



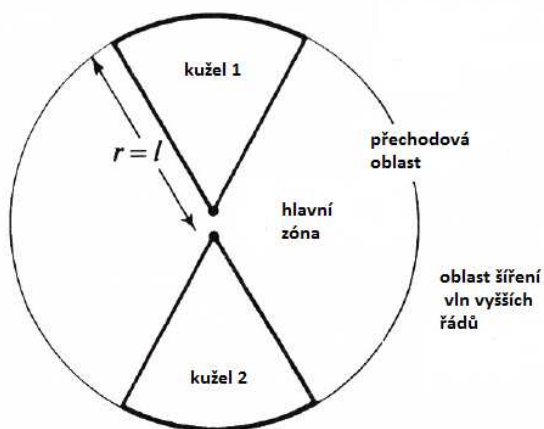
Obr. 3.4: Nekonečně dlouhá bikónická anténa (převzato z [2]).

### 3.3.3 Vstupní impedance konečné bikónické antény

Při určování vstupní impedance konečné bikónické antény je situace podstatně komplikovanější. Nejprve bych uvedl popis hraniční sféry, kterou zavedl Schelkunoff.

Schelkunoffova hraniční zóna vymezuje prostor, ve kterém se může šířit vlna TEM, ale i vlny vyšších řádů. Mimo tuto zónu se vlna TEM nešíří. V tomto prostoru se

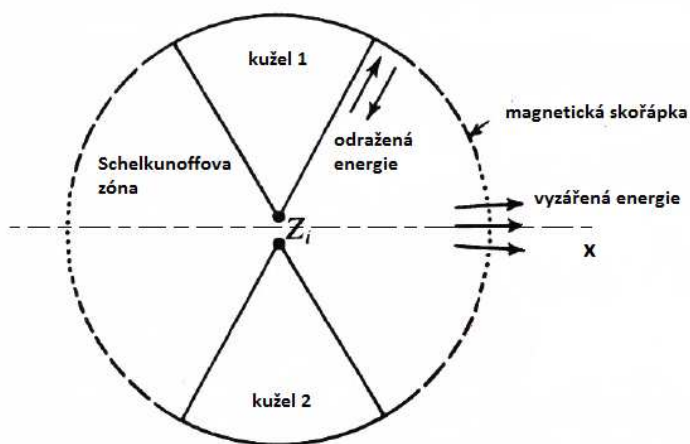
šíří pouze vlny vyšších řádů. V literatuře je hraniční zóna popisována jako magnetická skořápka, která má poloměr shodný s délkou kužele  $r = l$  (viz Obr. 3.5).



Obr. 3.5: Schelkunoffova hraniční zóna (převzato z [2]).

V případě, že šířící se vlna TEM dorazí k hraniční oblasti v blízkosti kuželů, dojde k jejímu odrazu. K vyzáření dojde tehdy, když vlna postupuje podél osy  $x$  (viz Obr. 3.6).

Schelkunoffova zóna je v blízkosti kuželů vyznačena plnou čarou, která při přibližování k ose  $x$  přechází v tečkovanou. Toto vyznačení znázorňuje propustnost.



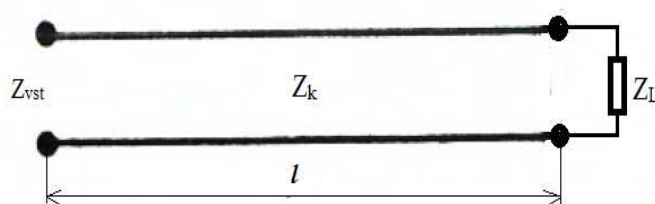
Obr. 3.6: Místa odrazu a vyzáření (převzato z [2]).

Nyní se dostáváme k samotné vstupní impedanci konečné bikónické antény. Vstupní impedance je určena podle vztahu [7]

$$Z_{vst} = Z_k \frac{Z_L + jZ_k \tan \beta l}{Z_k + jZ_L \tan \beta l}, \quad (3.7)$$

kde  $Z_k$  je charakteristická impedance  $Z_L$  značí zatěžovací impedance a  $l$  označuje délku kužele.

Pro řešení vstupní impedance si můžeme anténu představit jako impedančně zakončené přenosové vedení (viz Obr. 3.7).

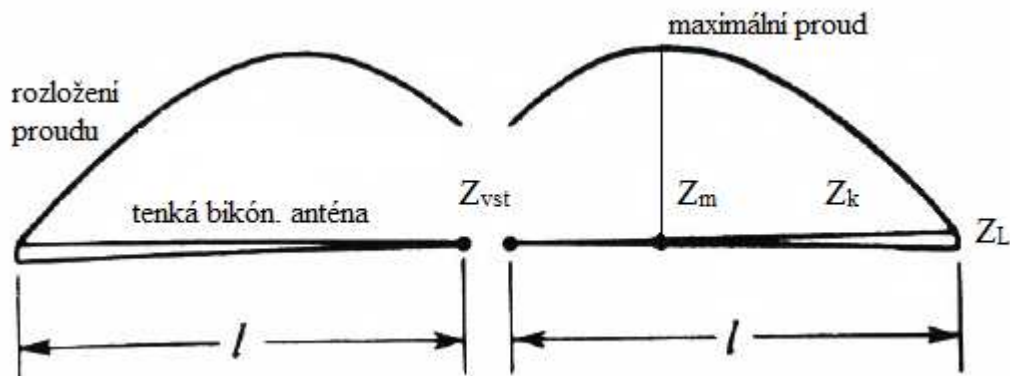


Obr. 3.7: Přenosové vedení

V případě, že známe  $Z_L$  vypočte se vstupní impedance antény podle výše uvedeného vztahu [7]. V opačném případě musíme zjistit hodnotu parametru  $Z_m$ , vypočítat velikost zatěžovací impedance  $Z_L$  a pomocí získaných hodnot určit vstupní impedanci  $Z_{vst}$  podle vztahu [8]

$$Z_{vst} = Z_k \frac{Z_k + jZ_m \tan \beta l}{Z_m + jZ_k \tan \beta l}, \quad (3.8)$$

kde  $Z_k$  představuje charakteristickou impedanci,  $Z_m$  je impedance v místě největší intenzity proudu (viz Obr. 3.8) a  $l$  je opět délka antény.



Obr. 3.8: Tenká bikónická anténa

Zatěžovací impedanci  $Z_L$  určíme podle vztahu [9]

$$Z_L = Z_k \frac{Z_m + jZ_k \tan \beta l}{Z_k + jZ_m \tan \beta l}, \quad (3.9)$$

kde  $Z_k$  představuje charakteristickou impedanci,  $Z_m$  je impedance v místě největší intenzity proudu (viz Obr. 3.3.4) a  $l$  je délka antény.

V případě, že je vedení dlouhé  $\lambda/4$  můžeme vzorec pro výpočet zatěžovací impedance upravit na vztah [10]

$$Z_L = \frac{Z_k^2}{Z_m}, \quad (3.10)$$

kde  $Z_k$  a  $Z_m$  mají stejný význam jako v předešlých vztazích.

## 4 POLARIZÁTORÝ A RADIOPRŮZRAČNÉ MATERIÁLY

### 4.1 Polarizátory elektromagnetických vln

Polarizátory jsou také často nazývány jako polarizační mříže. Na polarizátory se můžeme dívat ze dvou různých pohledů. A to buď jako na kmitočtový filtr oddělující dvě frekvenční pásma, anebo jako na polarizátor, který má za úkol stáčet nebo měnit polarizaci dopadajícího elektromagnetického vlnění.

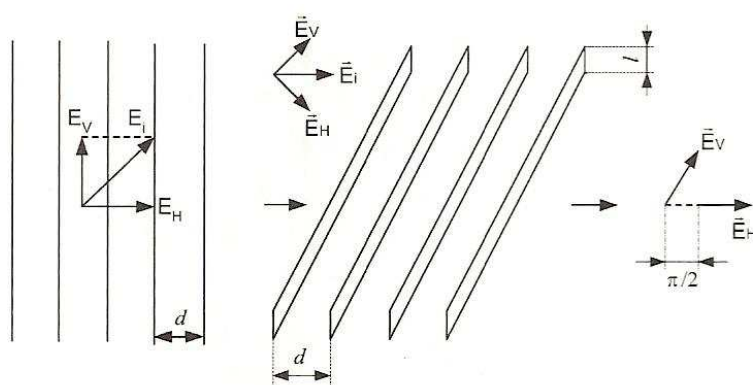
V naší práci budeme využívat druhou funkci, což je změna lineární polarizace na kruhovou.

Jako příklad polarizační mříže, která převádí lineární polarizaci na kruhovou, uvedeme polarizační strukturu tvořenou kovovými pásky (viz Obr. 4.1)

Na vybraný typ polarizátoru je možno nahlížet jako na určitý druh vlnovodu (vedení vlny mezi dvěma vodivými rovinami), a tudíž má polarizátor svůj kritický kmitočet, od kterého je strukturou vlna vedena. Kritický kmitočet je zahrnut v rovnici [11]

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f}\right)^2}}, \quad (4.11)$$

kde  $\lambda_g$  je vlnová délka vedené vlny,  $\lambda_0$  značí délku vlny ve volném prostoru,  $f$  určuje frekvenci vedené vlny a  $f_m$  je kritický kmitočet.



Obr. 4.1: Polarizační mříž tvořená kovovými pásky (převzato z [1]).

Změna lineární polarizace na kruhovou pomocí polarizátoru (viz Obr. 4.1) se zakládá na faktu, že elektromagnetické vlnění je možno rozdělit do dvou složek, a to na  $E_h$  a  $E_v$ . Orientace složek je znázorněna na výše uvedeném obrázku. Rychlost šíření



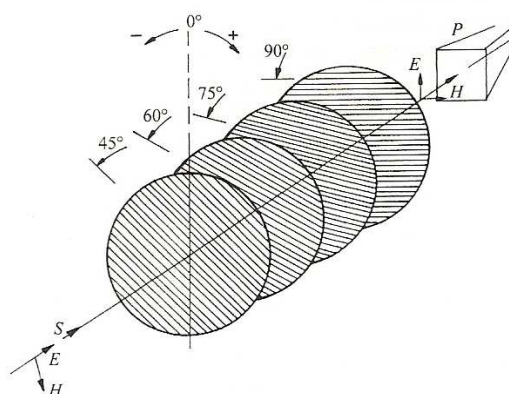
složky  $E_V$ , která je rovnoběžná s kovovými pásky je závislá na vzájemné vzdálenosti kovových pásků. Složka  $E_H$  je k dané struktuře kolmá a tudíž není na struktuře závislá a bude se šířit rychlostí šíření beze změny. Chceme-li, docílit převodu lineární polarizace na kruhovou, musíme nastavit fázový posun složky  $E_V$  na hodnotu  $\pi/2$ , abychom docílili této hodnoty, musí se  $l = \lambda_g/2$  a  $d \approx 0,67\lambda$ .

Hodnotu  $\lambda_g$  získáme pomocí vztahu [12]

$$\lambda_g = \lambda \left[ 1 - (\lambda/2d)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (4.12)$$

kde  $\lambda$  je vlnová délka vlny,  $d$  značí vzdálenost mezi kovovými pásky a  $l$  popisuje šířku pásků.

Jako další příklad polarizační struktury můžeme uvést polarizátor (viz Obr. 4.2). Tato polarizační struktura se skládá z několika za sebe umístěných osnov vodičů, které jsou vůči sobě pootočené o určitý úhel (viz Obr. 4.2). Pro náš účel není tato polarizační struktura vhodná, protože pouze natáčí dopadající vlnění a nepřeměňuje ho na námi požadovanou kruhovou polarizaci.



Obr. 4.2: Polarizační mříž (převzato z [1]).

Na výše uvedeném obrázku je znázorněn princip natáčení složek elektromagnetických vln.

## 4.2 Radioprůzračné materiály (radomy)

Již samotný název napovídá, že se jedná o materiály, které propouštějí elektromagnetické vlnění. Díky této vlastnosti je možné z radioprůzračných materiálů vyrobit radioprůzračné kryty, pomocí kterých můžeme chránit anténní soustavu proti dešti, větru, slunečnímu záření apod.

Radioprůzračné kryty se dělí na čtyři základní skupiny, a to na tenkostěnné, půlvlnné, sendvičové a mnohovrstvé.

Dále můžeme radomy dělit na jednovrstvé (vrstva z homogenního materiálu), vícevrstvé (několik vrstev různých homogenních materiálů) a na tvarované radomy.

Chceme-li dosáhnout širokopásmovosti radonu, můžeme použít jednovrstvou

strukturu s tloušťkou menší než  $0,1\lambda$  anebo použít vícevrstvé radomy. Vícevrstvé struktury jsou mechanicky odolnější, ale jde o technologicky náročnější řešení.

Při návrhu dielektrického krytu antény je kladen důraz na minimální degradaci přijímaných elektromagnetických vln. V ideálním případě by se vlny před průchodem radomem a po průchodu shodovaly. Toho však nejsme schopni technologicky docílit a proto se snažíme, aby byla degradace, co nejmenší.

V případě, dobrého návrhu by měl radom minimálně ovlivňovat polarizaci, impedanci a dále by měl mít nízký průchozí útlum. Dále by měl mít dostatečnou šířku kmitočtového pásma použitelnosti. Šířka kmitočtového pásma použití se určuje podle struktury, u které bude radom použit. A v neposlední řadě by měl mít co největší úhel dopadu od návrhového úhlu.

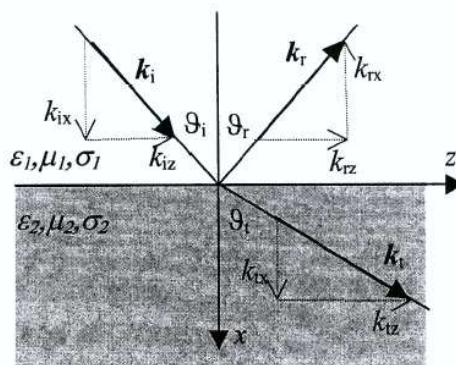
Příklady radioprůzračných materiálů (viz Tab. 1).

materiál	$\epsilon_r$ [-]		$\tan\Delta$ [-]		f [GHz]
	od	do	od	do	
sklolaminát	4,4	4,9	0,016	0,008	8,5
teflon	2,1		0,0005		8,5

Tabulka 1: Radioprůzračné materiály

Materiály pro radioprůzračné kryty jsou charakteristické nízkou relativní permitivitou  $\epsilon_r$  při minimálních ztrátách.

Při dopadu vln na určité těleso dojde k několika fyzikálním jevům. Pro náš účel je podstatné, že vznikne tzv. odražená vlna a tzv. prostupující vlna (viz Obr. 4.3).



Obr. 4.3: Odraz a lom vln

Pomocí Snellových zákonů můžeme určit intenzitu dopadající a odražené vlny, intenzitu prostupující vlny a další parametry, viz literatura [6].

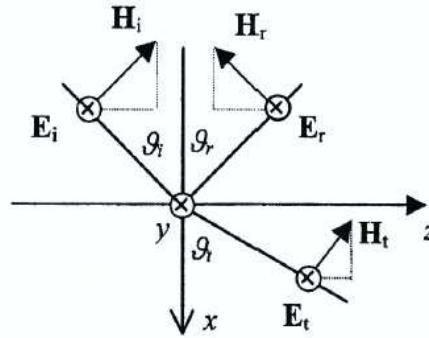
Jako příklad, zde uvedeme vztahy pro činitel prostupu pro kolmou polarizaci (horizontální) a pro rovnoběžnou polarizaci (vertikální).

Činitel prostupu pro kolmou polarizaci se určí podle vztahu [13]

$$T_{\perp} = \frac{E_{t0}}{E_{i0}} = \frac{2\sqrt{\frac{\epsilon_{k1}}{\epsilon_{k2}}} \cos \vartheta_i}{\sqrt{\frac{\epsilon_{k1}}{\epsilon_{k2}}} \cos \vartheta_i + \sqrt{1 - \frac{\epsilon_{k1}}{\epsilon_{k2}} \sin^2 \vartheta_i}}, \quad (4.13)$$

$$\text{kde } \epsilon_{k\xi} = \epsilon_{r\xi} \epsilon_0 \left( 1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_{r\xi} \epsilon_0} \right) \quad (\xi = 1, 2)$$

Uvedený vztah platí pro orientaci vektorů intenzity pole (viz Obr. 4.4)



Obr. 4.4: Ke kolmé polarizaci

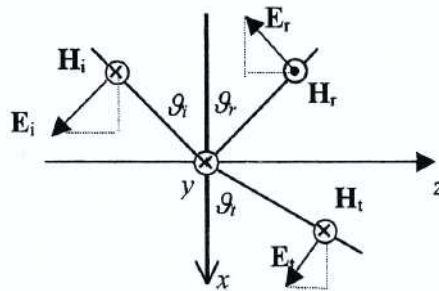
Činitel prostupu pro rovnoběžnou polarizaci se určí podle vztahu [14]

$$T_{\parallel} = \frac{E_{t0}}{E_{i0}} = \frac{2 \cos \vartheta_i}{\sqrt{1 - \frac{\epsilon_{k1}}{\epsilon_{k2}} \sin^2 \vartheta_i} + \sqrt{\frac{\epsilon_{k2}}{\epsilon_{k1}}} \cos \vartheta_i}, \quad (4.14)$$

(4.13)

$$\text{kde } \epsilon_{k\xi} = \epsilon_{r\xi} \epsilon_0 \left( 1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_{r\xi} \epsilon_0} \right) \quad (\xi = 1, 2)$$

Uvedený vztah platí pro orientaci vektorů intenzity pole (viz Obr. 4.5)



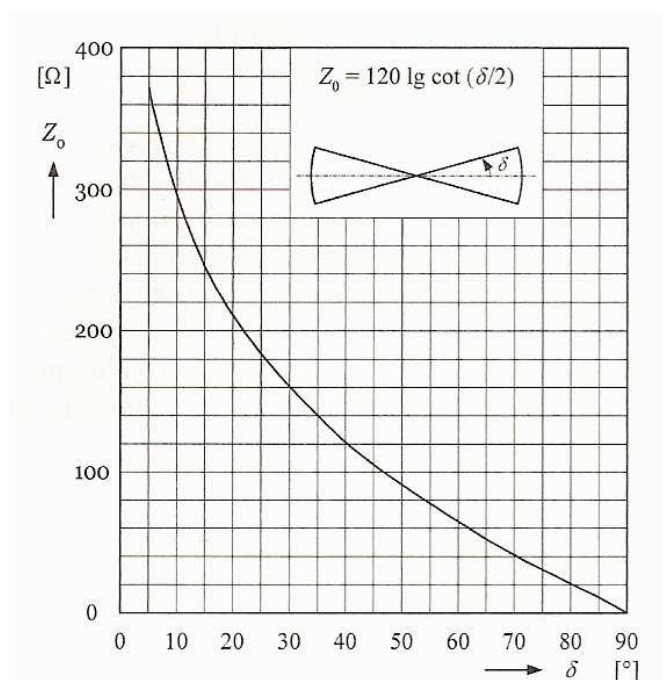
Obr. 4.5: K rovnoběžné polarizaci

## 5 NÁVRH A SIMULACE BIKÓNICKÉ ANTÉNY

### 5.1 Návrh bikónické antény

Bikónická anténa je navrhována a simulována pro frekvenční pásmo 4 – 8 GHz. Při návrhu se snažíme dosáhnout co nejlepších vlastností bikónické antény.

Při návrhu bikónické antény je jedním z hlavních požadavků impedanční přizpůsobení celé anténní struktury na hodnotu 50 Ω. Charakteristická impedance bikónické antény je závislá na úhlu rozevření kónusů (viz Obr. 5.1.1).



Obr. 5.1: Závislost impedance  $Z_0$  na úhlu rozevření kónusů (převzato z [1]).

Matematicky je tato závislost popsána vztahem [15]

$$Z_0 = 120 \cdot \log \left( \cot \left( \frac{\delta}{2} \right) \right), \quad (5.15)$$

kde  $\delta$  označuje polovinu úhlu rozevření kónusů antény.

Pro určení úhlu rozevření vyjádříme ze vztahu [15] parametr  $\delta$ . Po vyjádření dostáváme níže uvedený vztah [16].

$$\delta = 2 \cdot \arccot \left( \exp \left( \frac{Z_0}{120} \right) \right), \quad (5.16)$$

kde  $Z_0$  udává požadovanou vstupní impedanci.

Po dosazení do vztahu [16] získáme polovinu úhlu rozevření bikónické antény pro impedanci  $50 \Omega$ .

$$\delta = 2 \cdot \arccot \left( \exp \left( \frac{Z_0}{120} \right) \right) = 2 \cdot \arccot \left( \exp \left( \frac{50}{120} \right) \right) = \underline{\underline{66,789^\circ}}$$

Po určení úhlu rozevření antény zbývá vypočítat délku kónusu která se značí  $l$  (viz Obr. 3.1). Délka kónusu se určí podle vztahu [17].

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{c}{f} \quad (5.17)$$

Kde  $c$  značí rychlost světla ve vakuu a  $f$  udává dolní hranici požadovaného frekvenčního pásma

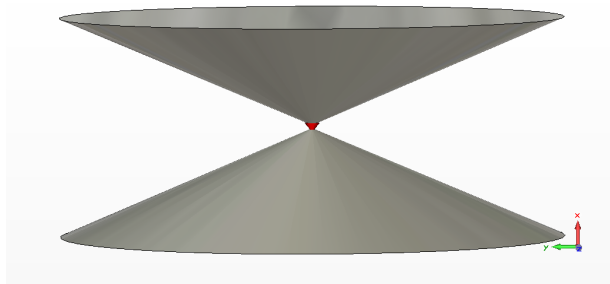
Po dosazení do vztahu [17] dostáváme délku kónusu bikónické antény.

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{c}{f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 10^9} = \underline{\underline{0,0375m = 37,5mm}}$$

Ověření platnosti výpočtu bude provedeno v odstavci 5.2., pomocí simulace provedené ve vývojovém prostředí CST Microwave studio.

## 5.2 Simulace navržené anténní struktury v prostředí CST Microwave studio

### 5.2.1 Simulace navržené struktury s napájením diskretním portem

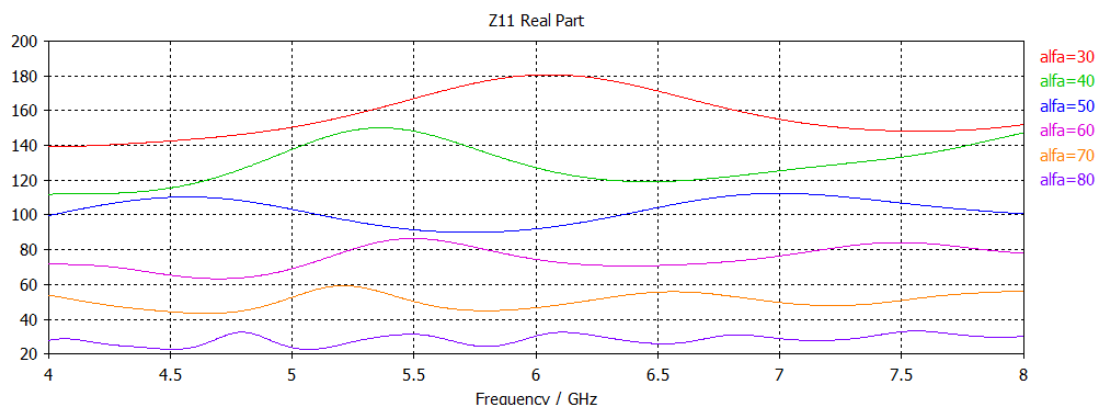


Obr. 5.2: Model bikónické antény s napájením diskretním portem

V simulačním programu CST Microwave studiu byl navržen model bikónické antény (viz Obr. 5.2). Při simulaci byla měněna hodnota úhlu rozevření tudíž i poloměr kónusů a sledovali jsme vliv na impedanci  $Z_0$  a na vyzařování anténní struktury. Počáteční rozměry anténní struktury jsou určeny teoretickým návrhem (viz kapitola 5.1). Při změně úhlu rozevření se měnil poloměr kónusů, ale délka zůstávala konstantní.

Při této simulaci byla anténa napájena diskretním portem umístěným mezi vrcholy kónusů.

### 5.2.1.1 Závislost impedance $Z_0$ na úhlu rozevření kónusů-reálná část



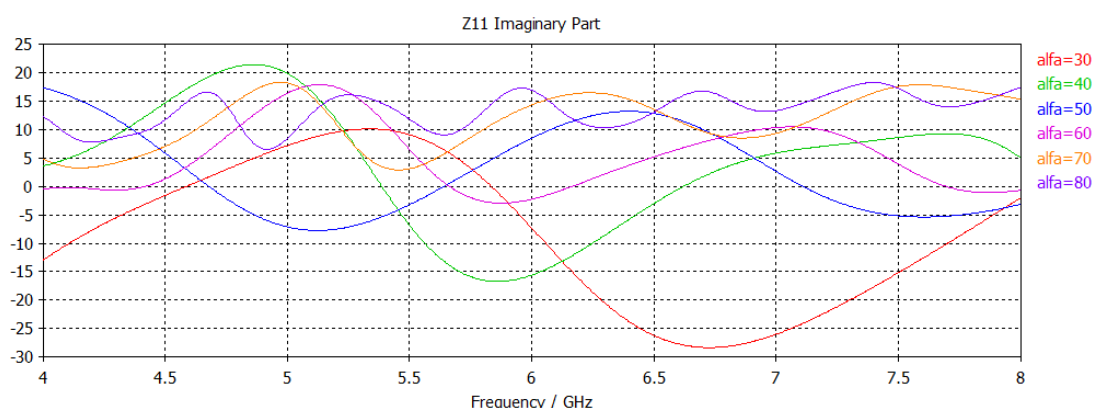
Obr. 5.3: Reálná část impedance  $Z_0$

Závislost reálné části impedance  $Z_0$  je patrná z výše uvedeného grafu (viz. Obr. 5.3). Při simulaci byly nastaveny poloviny úhlů rozevření v rozmezí  $30^\circ$  až  $80^\circ$ . Z toho plyne, že celkové rozevření kónusů odpovídá dvojnásobku nastavených úhlů.

Při nastavení celkového úhlu rozevření na hodnotu  $60^\circ$  se reálná část impedance v pásmu 4 až 8 GHz pohybuje v rozmezí 140 až 180  $\Omega$  a při nastavení úhlu  $160^\circ$  se rozmezí změnilo na hodnoty od 4,5 do 7,5  $\Omega$ .

Z tohoto zjištění můžeme konstatovat, že při růstu úhlu rozevření kónusů se snižuje hodnota reálné části impedance a snižuje se i rozkmit, ve kterém se impedance pohybuje. Pro hodnotu úhlu  $60^\circ$  je rozkmit impedancí 40  $\Omega$  kdežto pro  $160^\circ$  je přibližně 3  $\Omega$ .

### 5.2.1.2 Závislost impedance $Z_0$ na úhlu rozevření kónusů-imaginární část



Obr. 5.4: Imaginární část impedance  $Z_0$

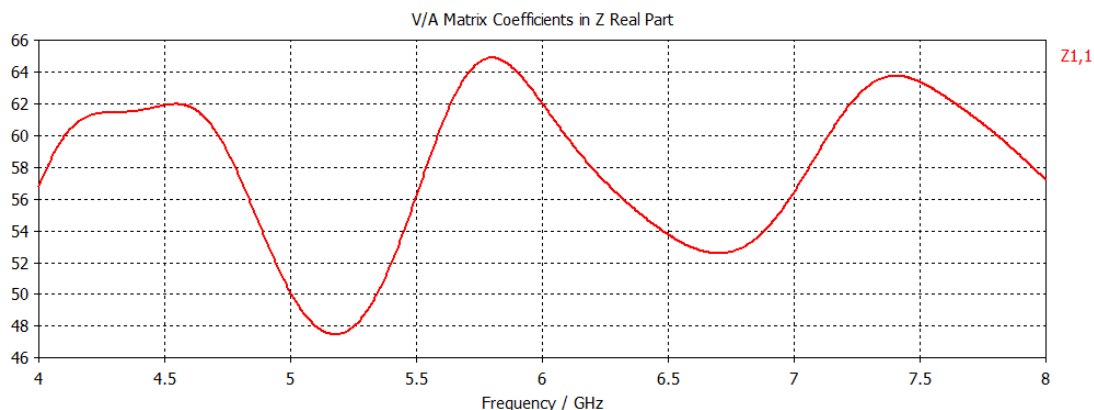
Závislost imaginární části na úhlu rozevření je odlišná od závislosti reálné části. Při zvyšování úhlu rozevření hodnota imaginární části roste. Rozkmit hodnot stejně jako reálné části klesá.

Při návrhu konkrétní anténní struktury je nutno zvolit ty nejideálnější hodnoty. V mnoha případech to ale není možné, a to z toho důvodu, že nejideálnější hodnoty pro reálnou část neodpovídají nejideálnějším hodnotám pro imaginární část a naopak.

V takovém případě je jednou z možností vybrání hodnoty, která je kompromisem mezi danými hodnotami. V dalším případě můžeme vhodně upravit anténní strukturu, abychom dosáhli, co nejlepších výsledků.

Jako nejvhodnější úhel rozevření byl určen poloviční úhel rozevření  $\delta = 67^\circ$ , tudíž celkový úhel rozevření  $134^\circ$  a délka kónusu  $l = 35$  mm. Pro tyto hodnoty byly provedeny následující simulace.

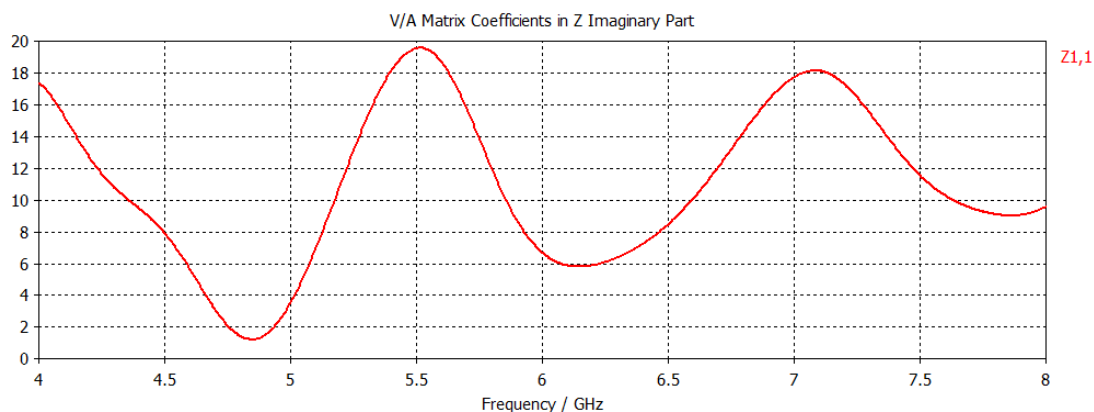
### 5.2.1.3 Impedance bikónické antény-reálná část



Obr. 5.5: Reálná část impedance  $Z_0$

Hodnota reálné části impedance  $Z_0$  v kmitočtovém rozsahu 4 až 8 GHz nabývá hodnot v rozmezí 47 až 65  $\Omega$ . Na krajních kmitočtech pásma je hodnota reálné části impedance 57  $\Omega$  a ve středu pásma nabývá hodnoty 62  $\Omega$ . Ideální hodnoty vstupní impedance  $Z_{0re} = 50$   $\Omega$  je dosaženo na kmitočtech 5 a 5,4 GHz.

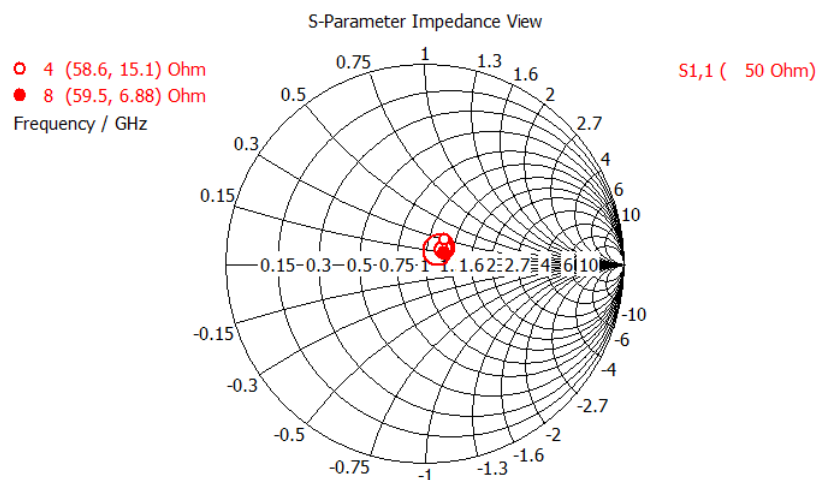
### 5.2.1.4 Impedance bikónické antény-imaginární část



Obr. 5.6: Imaginární část impedance  $Z_0$

Imaginární část impedance dané anténní struktury se pohybuje v rozmezí 1,5 až 19,5  $\Omega$ . Se zvyšujícím se kmitočtem se rozkmit imaginární části impedance snižuje. Ani v jednom bodu výše uvedené závislosti nedosahuje imaginární část ideální hodnoty  $Z_{0im} = 0$   $\Omega$ .

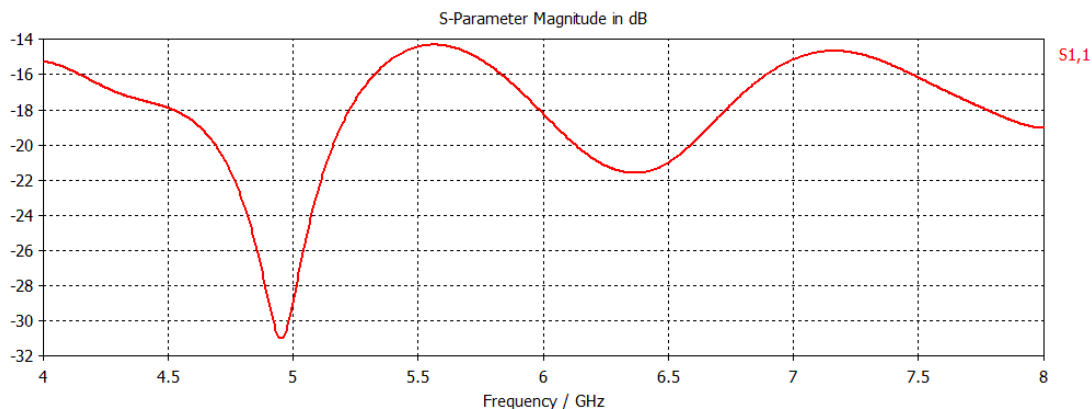
### 5.2.1.5 Impedance $Z_0$ -Smithův diagram



Obr. 5.7: Smithův diagram

Pro názornější zobrazení vstupní impedance  $Z_0$  je uvedeno zobrazení ve Smithově diagramu.

### 5.2.1.6 Parametr $S_{11}$



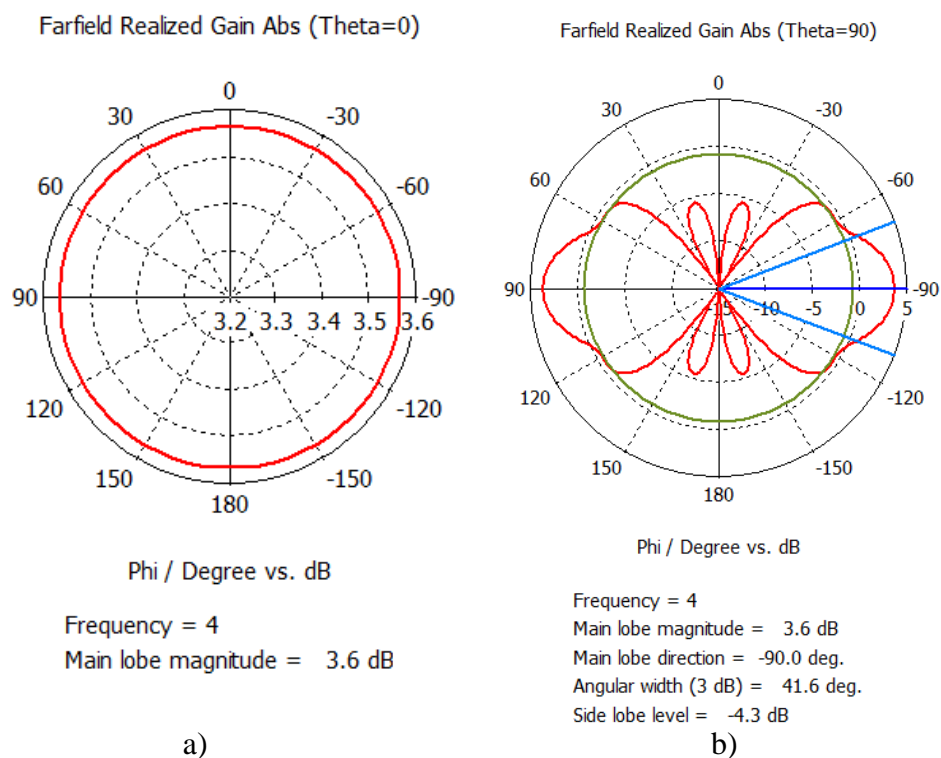
Obr. 5.8: Parametr  $S_{11}$

Parametr  $S_{11}$  se v kmitočtovém pásmu 4 až 8 GHz pohybuje v rozmezí od -14,5 dB po hodnotu -31 dB.

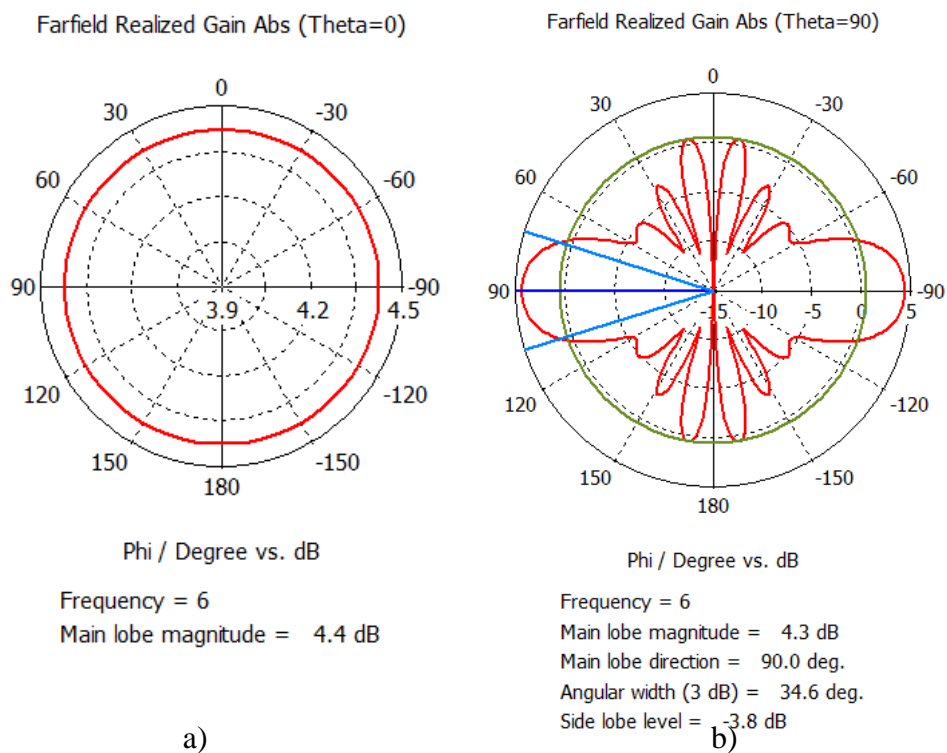
### 5.2.1.7 Vyzařovací diagramy

Vyzařovací diagramy jsou uvedeny pro krajní a střední frekvenci pásma, což znamená 4, 6 a 8 GHz. Pro každou frekvenci je znázorněno vyzařování v horizontální a vertikální rovině. Ze zobrazených diagramů můžeme pozorovat jak hlavní laloky vyzařování, tak i vedlejší nežádoucí laloky vyzařování, které vznikají hlavně ve vertikálním směru vyzařování.

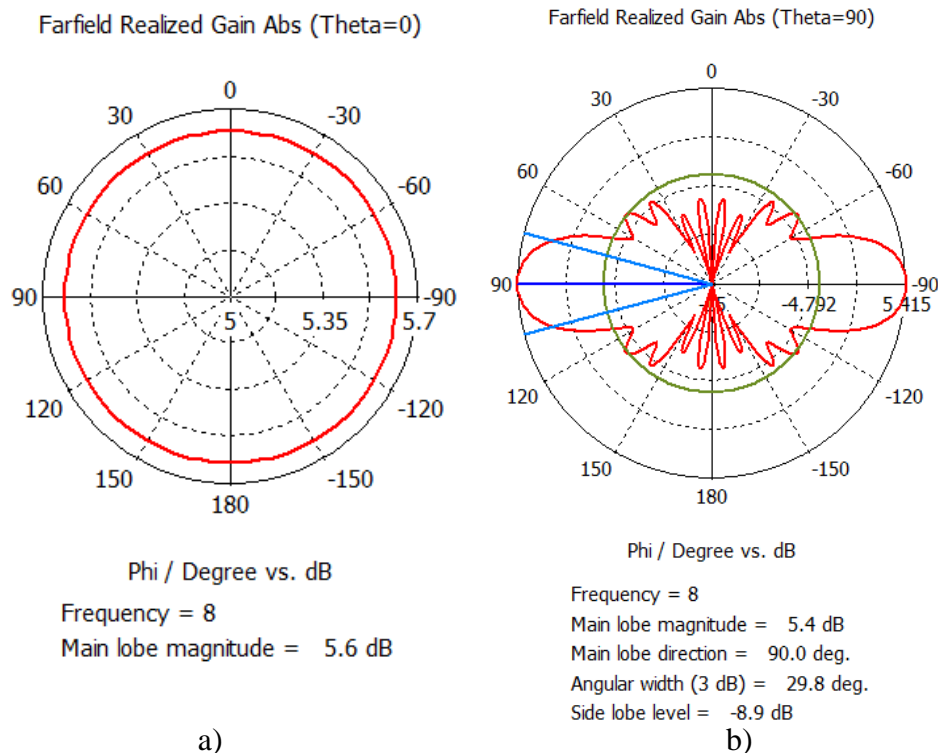




Obr. 5.9: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 4 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace



Obr. 5.10: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 6 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace

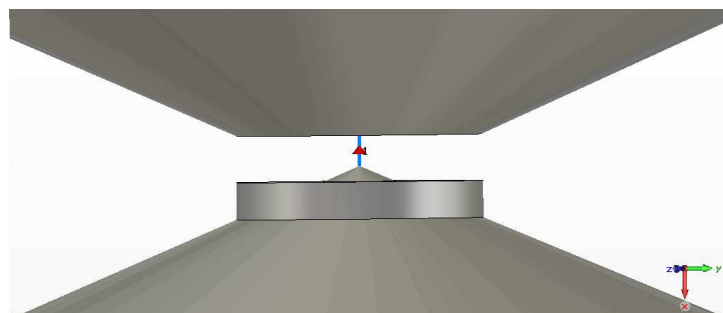


Obr. 5.11: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 8 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace

## 5.2.2 Simulace navržené struktury s napájením diskrétním portem s přizpůsobovací kapacitní diskontinuitou

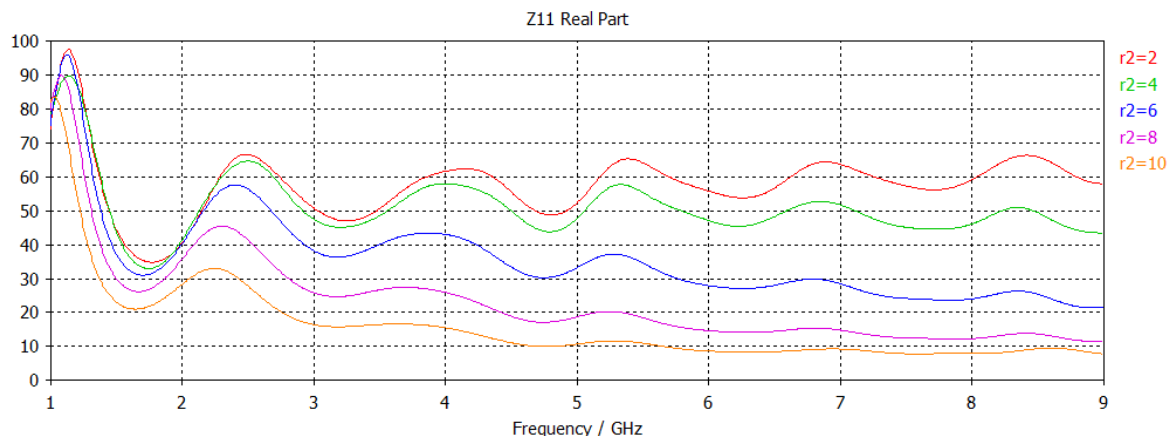
Abychom docílili, co nejlepšího impedančního přizpůsobení na hodnotu  $Z_0 = 50 \Omega$ , vložili jsme mezi vrcholy kónusů kapacitní diskontinuitu, pomocí které jsme doladili vstupní impedanci, co nejblíže požadované hodnotě padesáti ohmů.

Při napájení diskrétním portem bylo nejlepší impedanční přizpůsobení při umístění kapacitní diskontinuity na vrchol jednoho z kónusů a při seříznutí vrcholu druhého kónusu (viz Obr. 5.12).

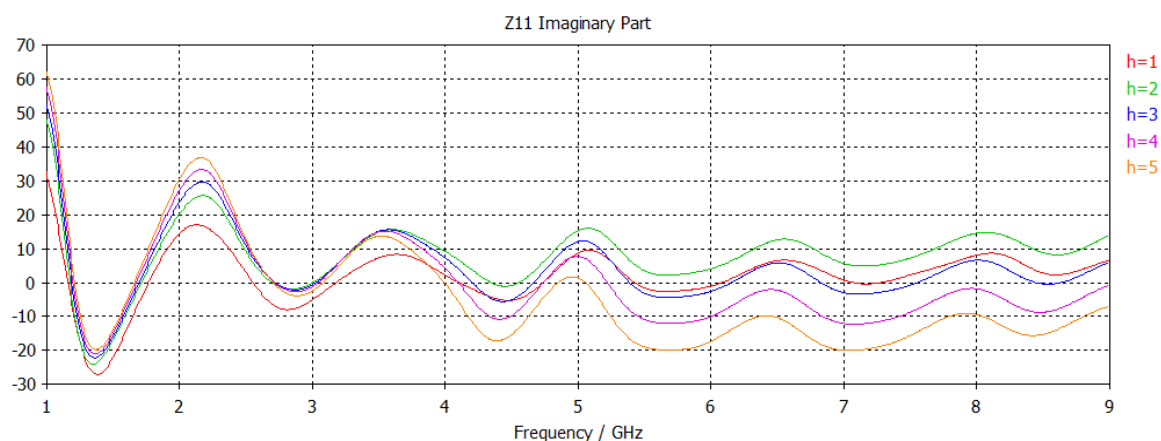


Obr. 5.12: Bikónická anténa s přizpůsobovací kapacitní diskontinuitou

### 5.2.2.1 Závislost $Z_0$ na poloměru diskounu



Obr. 5.13: Závislost reálné části  $Z_0$  na poloměru diskounu

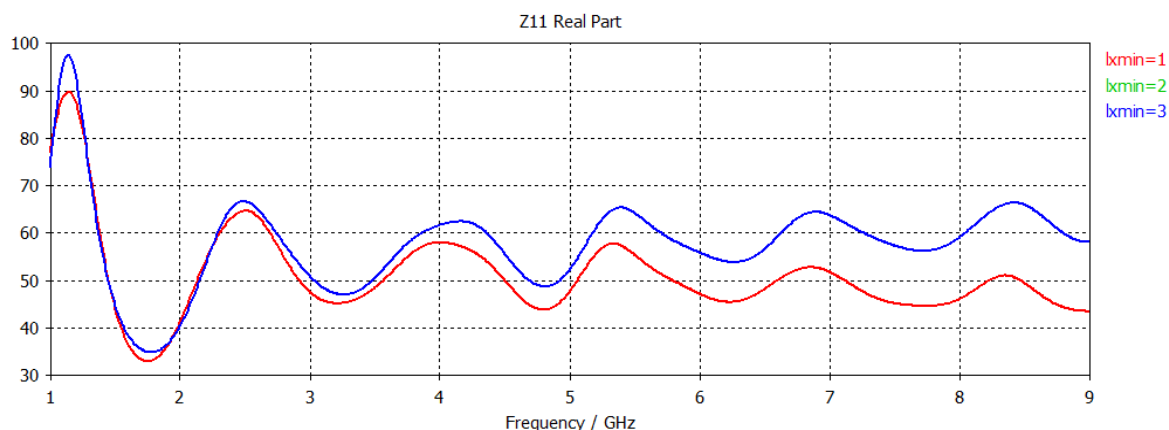


Obr. 5.14: Závislost imaginární části  $Z_0$  na poloměru diskounu

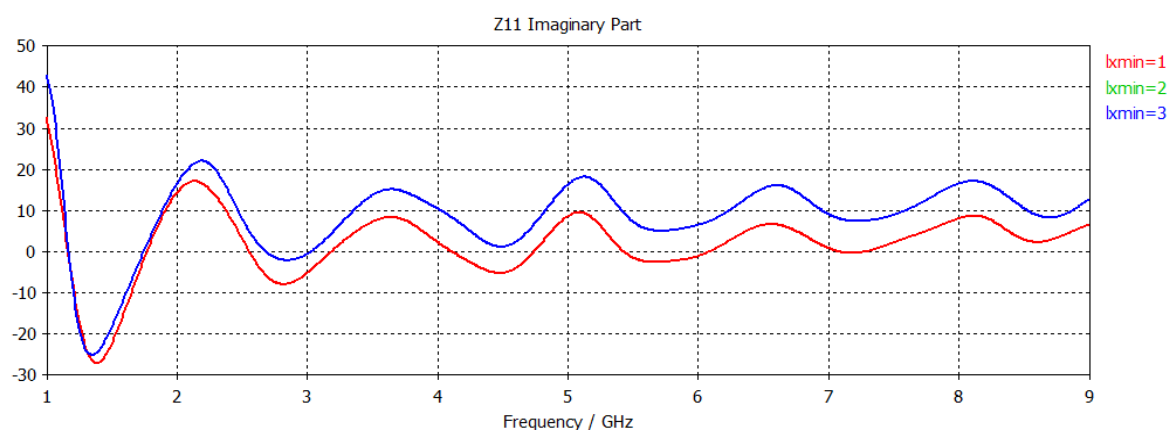
Z obr. 5.13 a 5.14 je patrné, že při zvyšování poloměru přizpůsobovacího diskounu, reálná část vstupní impedance  $Z_0$  klesá a imaginární část vzrůstá. Od určité hodnoty poloměru není vstupní impedance v námi požadovaném pásmu přibližně konstantní, ale s narůstající frekvencí postupně stoupá.

Vzhledem k tomu, že se snažíme docílit vstupní impedance, co nejbližší k padesáti ohmům je pro nás nejideálnější poloměr přizpůsobovacího diskounu  $r = 4\text{mm}$ .

### 5.2.2.2 Závislost $Z_0$ na umístění diskounu ve směru osy x



Obr. 5.15: Závislost reálné části  $Z_0$  na poloze diskounu

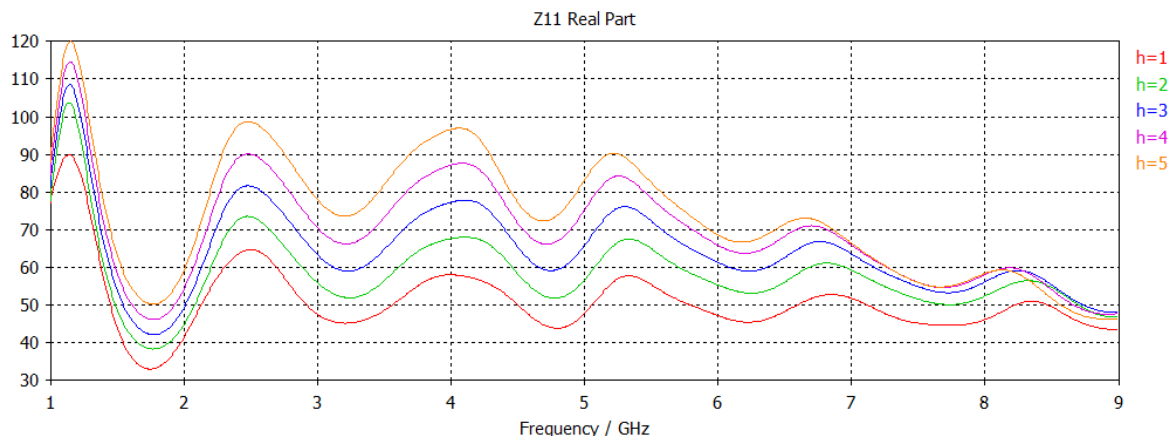


Obr. 5.16: Závislost reálné části  $Z_0$  na poloze diskounu

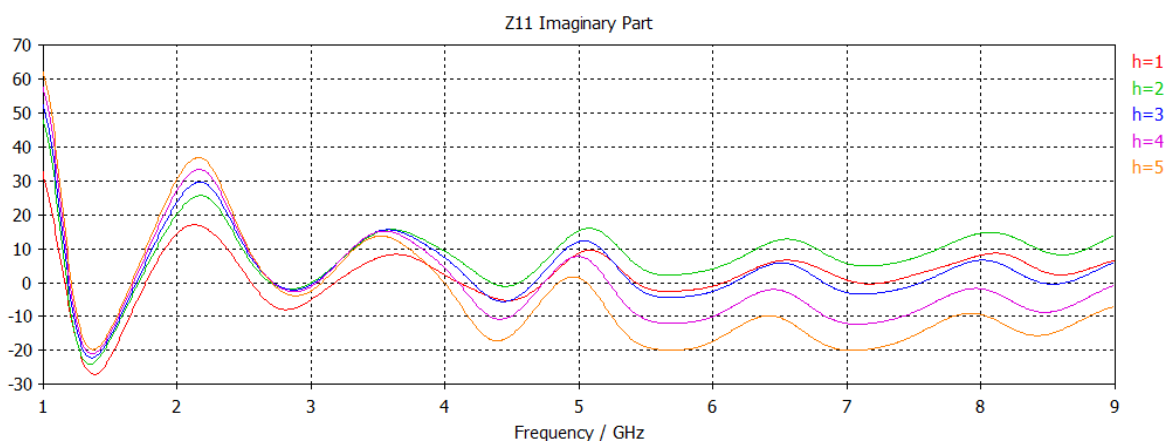
Při zvyšování vzdálenosti diskounu od geometrického středu ve směru osy x reálná i imaginární část vstupní impedance roste. Z tohoto důvodu se snažíme tuto vzdálenost, co nejvíce minimalizovat.

Jsme však omezení přesností výrobního procesu při zhotovování antény a dále také cenou. Při vzrůstajícím nároku na výrobu úměrně stoupá i cena. Musíme zvolit opět vhodný kompromis, aby byla cena a kvalita výrobku co nejlepší.

### 5.2.2.3 Závislost $Z_0$ na vzdálenosti kónusů



Obr. 5.17: Závislost reálné části  $Z_0$  na vzdálenosti kónusů



Obr. 5.18: Závislost imaginární části  $Z_0$  na vzdálenosti kónusů

Z uvedených závislostí můžeme sledovat, že při nárůstu vzdálenosti mezi kónusy reálná část impedance  $Z_0$  vzrůstá. U imaginární části toto tvrzení platí pouze do vzdálenosti  $h = 2$  mm. Při zvyšování vzdálenosti nad tuto hodnotu imaginární část impedance začíná opět klesat.

Pro impedanční přizpůsobení je tudíž nejideálnější hodnota vzdálenosti kónusů  $h = 1$  mm.

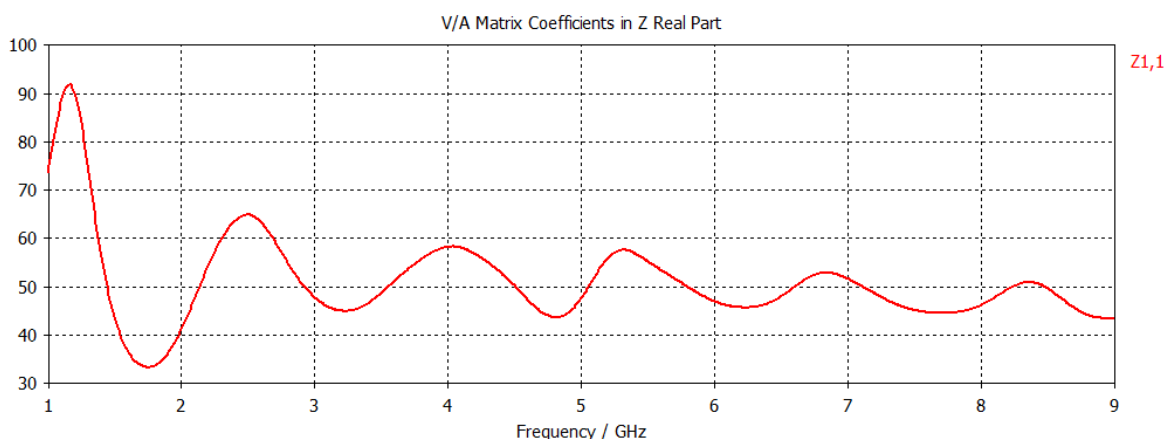
### 5.2.2.4 Nejlepší dosažené výsledky při napájení diskretním portem (s přizpůsobovací impedanční diskontinuitou)

Rozměry bikónické antény, pro které jsme získali co nejlepší výsledky, jsou uvedeny níže (viz Tab. 3). S teoretického návrhu antény se nám potvrdilo, že úhel rozevření kónusů pro impedanci  $50 \Omega$  je  $134^\circ$ .

$\delta$ [°]	67
$h$ [mm]	1
$r_2$ [mm]	4
$l_{xmin}$ [mm]	5

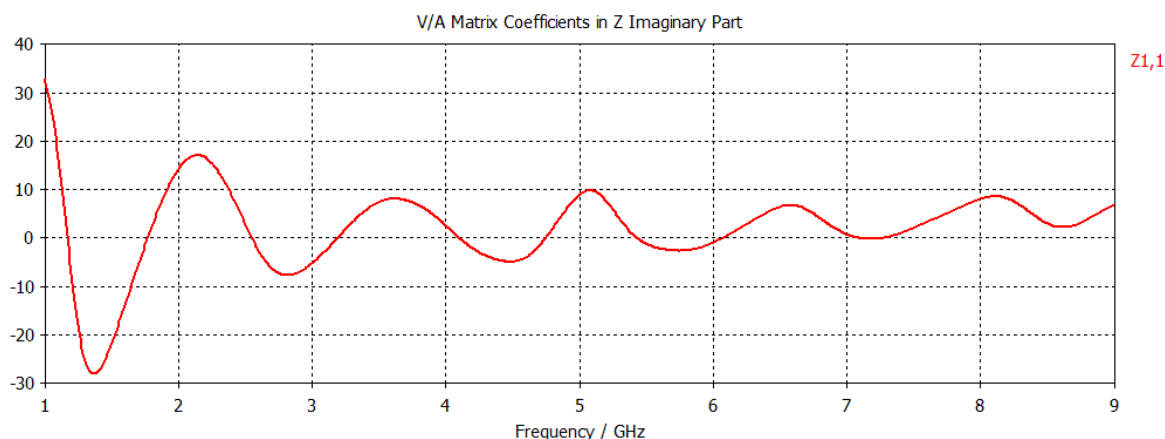
Tabulka 2: Rozměry anténní struktury

V tabulce 3 jsou uvedeny rozměry anténní struktury s přizpůsobovací impedanční diskontinuitou, kde  $h$  značí vzájemnou vzdálenost kónusů,  $r_2$  udává poloměr diskounu a  $l_{xmin}$  udává vzdálenost diskounu od geometrického středu ve směru osy x.



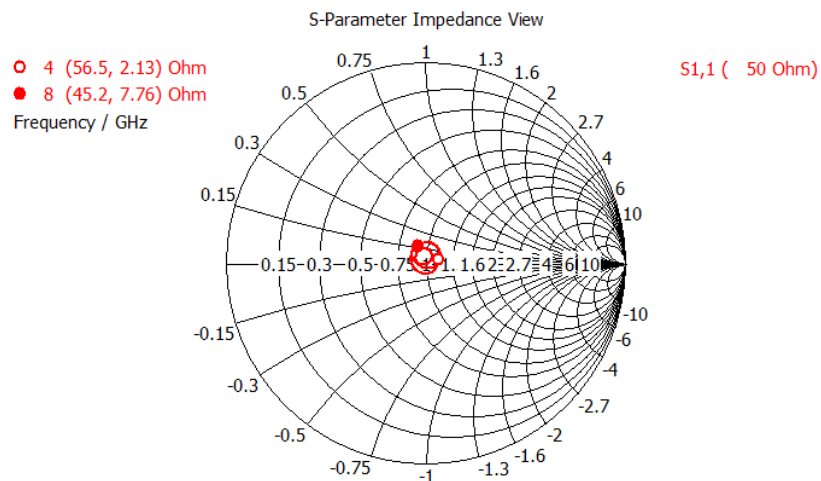
Obr. 5.18: Reálná část impedance  $Z_0$

Při zařazení přizpůsobovací kapacitní diskontinuity do anténní struktury dosahuje závislost vstupní impedance  $Z_0$  na frekvenci  $f$  výrazně lepších výsledků. Ve frekvenčním rozsahu 4 až 8 GHz se reálná část impedance pohybuje v rozmezí od 58 do 44  $\Omega$ . Což je výrazné zlepšení oproti struktuře bez kapacitní diskontinuity, kde se impedance  $Z_0$  pohybovala v rozmezí od 47 do 65  $\Omega$ .



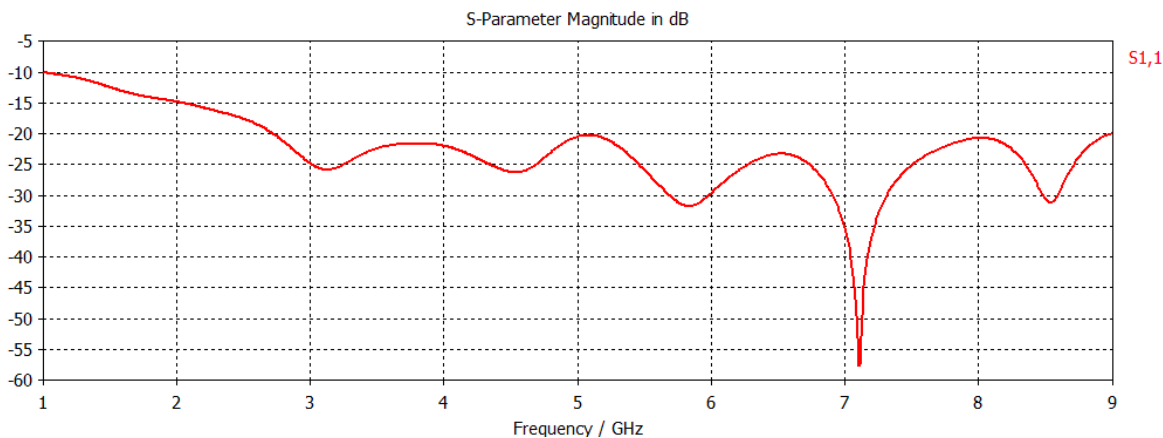
Obr. 5.19: Imaginární část impedance  $Z_0$

V případě imaginární části vstupní impedance  $Z_0$  došlo také k výraznému zlepšení dané závislosti. Po zařazení kapacitní diskontinuity je na rozsahu kmitočtu 4 až 8 GHz imaginární část  $Z_0$  v rozsahu hodnot od -5 do 10  $\Omega$ .



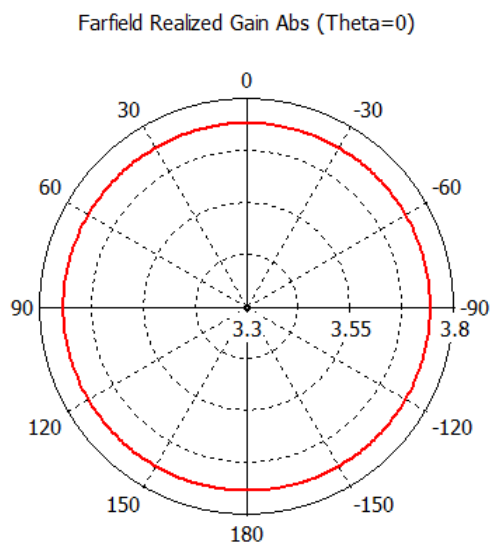
Obr. 5.20: Impedance  $Z_0$ -Smithův diagram

Pro názornost je opět uvedeno zobrazení v  $Z_0$  ve Smithově diagramu.



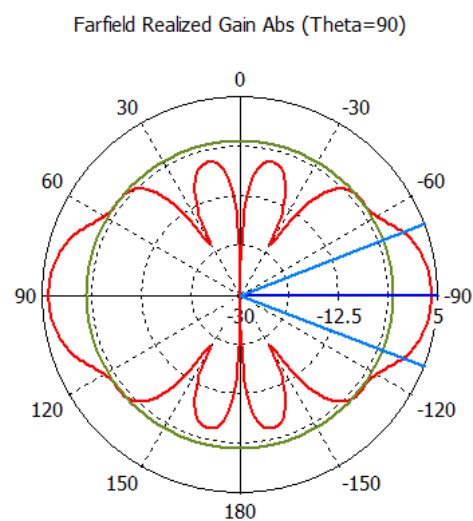
Obr. 5.21: Parametr S1,1

V případě struktury bez kapacitní diskontinuity se parametr S1,1 v kmitočtovém pásmu 4 až 8 GHz pohyboval v rozmezí od -14,5 dB po hodnotu -31 dB. V případě, struktury s kapacitní diskontinuitou se daný parametr pohybuje v rozmezí hodnot od -20 dB do -57 dB. K minimálnímu zpětnému odrazu dochází při frekvenci 7,1 GHz a k maximálnímu na frekvencích 5 a 8 GHz.



Phi / Degree vs. dB  
 Frequency = 4  
 Main lobe magnitude = 3.7 dB

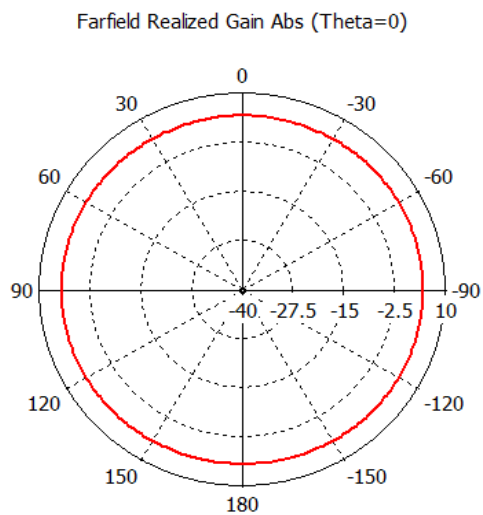
a)



Phi / Degree vs. dB  
 Frequency = 4  
 Main lobe magnitude = 3.8 dB  
 Main lobe direction = -90.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 42.5 deg.  
 Side lobe level = -6.5 dB

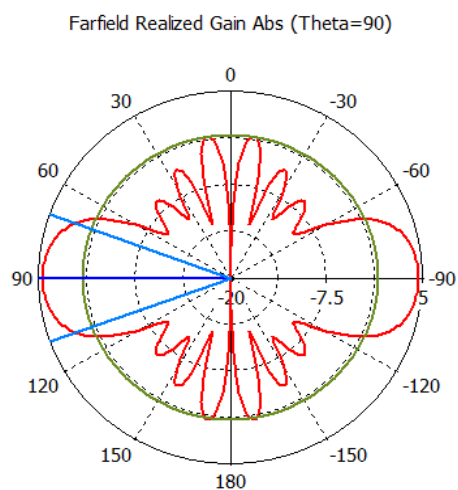
b)

Obr. 5.22: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 4 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace



Phi / Degree vs. dB  
 Frequency = 6  
 Main lobe magnitude = 4.4 dB

a)

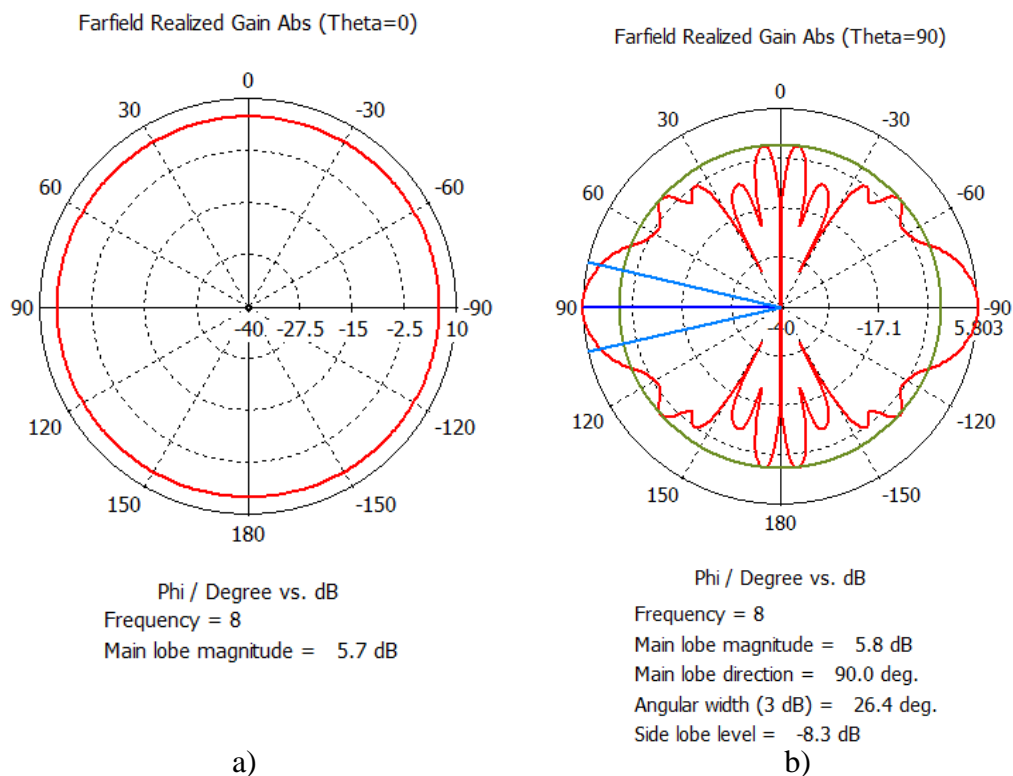


Phi / Degree vs. dB  
 Frequency = 6  
 Main lobe magnitude = 4.4 dB  
 Main lobe direction = 90.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 40.2 deg.  
 Side lobe level = -5.2 dB

b)

Obr. 5.23: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 6 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace



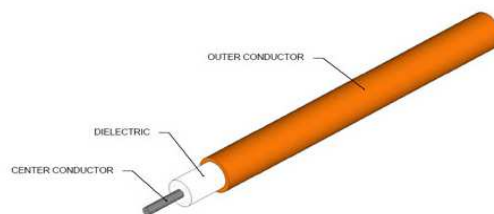


Obr. 5.24: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 8 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace

### 5.2.3 Simulace navržené struktury s napájením koaxiálním vedením UT-141

Pro napájení navrhované bikónické antény bylo vybráno koaxiální vedení Semi-Rigid tip UT-141. V následující části se budeme zabývat vlivem tohoto koaxiálního vedení na impedanci anténní struktury.

Jedná se o koaxiální napáječe od firmy MICRO-COAX, které se skládají z postříbřeného měděného středového vodiče (SPCW-silver plated copperwelt), teflonového dielektrika (PTFE- polytetrafluoretylen) a měděného vnějšího vodiče (viz Obr. 5.25)



Obr. 5.25 Micro-coax Semi-Rigid

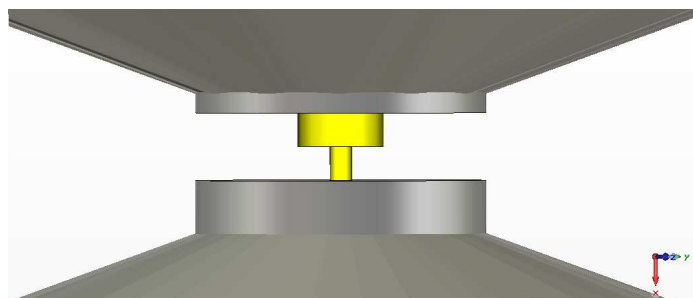
Rozměry a vlastnosti koaxiálního vedení Semi-Rigid UT-141 jsou uvedeny v tabulce níže (viz Tab. 4).

Průměr vnějšího vodiče [mm]	3,581+/-0,0254
Průměr dielektrika [mm]	2,985
Průměr středového vodiče [mm]	0,91+0,0254/-0,0102
Maximální délka [m]	6,1
Poloměr maximálního ohybu [mm]	1,91
Hmotnost [kg/100 m]	4,67
Impedance [ $\Omega$ ]	50
Frekvenční rozsah [GHz]	0,5 až 20

Tabulka 3: Rozměry a vlastnosti koaxiálního vedení UT-141

Koaxiální napájecí vedení je připojeno postříbřeným měděným středním vodičem k vrcholu jednoho kónusu a vnější vodič napáječe je připojen k vrcholu druhého kónusu. V jednom z kónusů je vytvořen otvor, do kterého je vložen samotný napáječ.

Umístění a připojení napáječe je znázorněno níže (viz Obr. 5.26).



Obr. 5.26: Umístění napájecího vedení

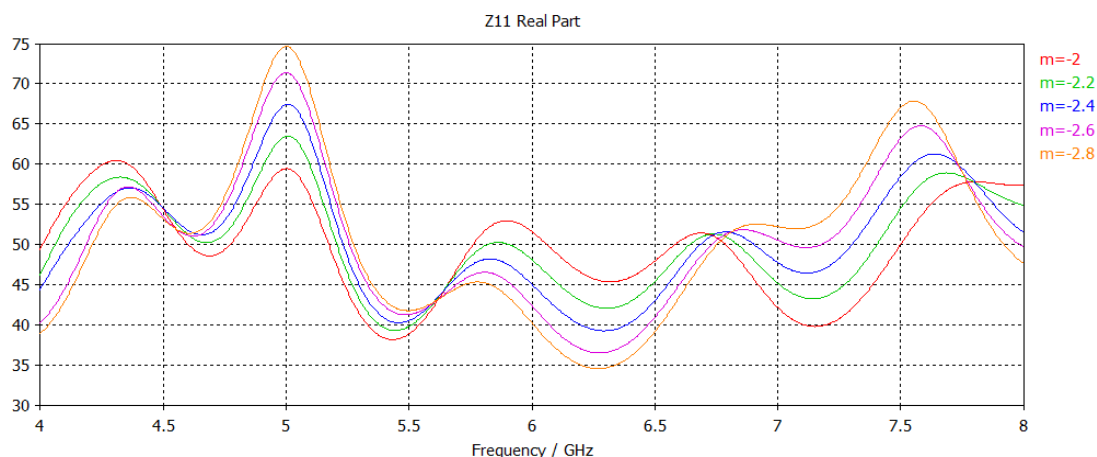
Rozměry bikónické antény, pro které jsme získali co nejlepší výsledky, jsou uvedeny níže (viz Tab. 5). S teoretického návrhu antény se nám potvrdilo, že úhel rozevření kónusů pro impedanci 50  $\Omega$  je 134°.

polovina úhlu rozevření - $\delta$ [°]	67
vzdálenost mezi kónusy - h [mm]	1,4
poloměr diskounu 1 - $r_1$ [mm]	6
poloměr diskounu 2 - $r_2$ [mm]	6
vzdálenost vnějšího vodiče od středu - $a_x$ [mm]	5
vzdálenost diskounu 1 od středu - m [mm]	2
vzdálenost diskounu 2 od středu - n [mm]	2

Tabulka 4: Rozměry anténní struktury

Pro dosažení co nejlepšího impedančního přizpůsobení, byly provedeny další konstrukční úpravy. Jednou z úprav bylo zařazení druhé kapacitní diskontinuity (viz Obr. 5.26). Dalším způsobem, kterým je možnou doladovat vstupní impedanci  $Z_0$  je vysunutí vnějšího vodiče napájecího vedení (viz Obr. 5.26).

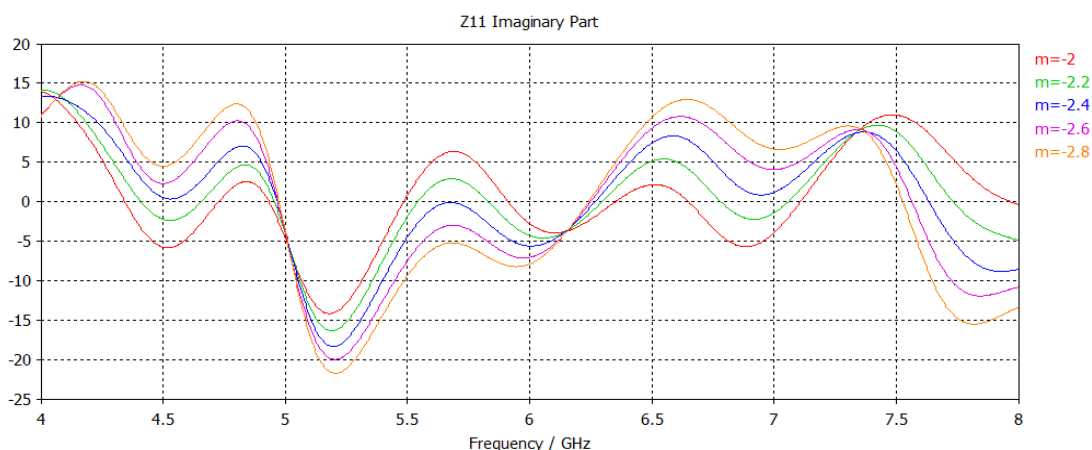
### 5.2.3.1 Závislost impedance $Z_0$ na vzdálenosti diskounu 1 od geometrického středu struktury



Obr. 5.27: Závislost impedance na vzdálenosti diskounu 1 od středu struktury (reálná část)

Z obr. 5.27 můžeme sledovat závislosti reálné části impedance na frekvenci při měnící se vzdálenosti diskounu 1 od geometrického středu anténní struktury.

V případě že je vzdálenost snižována dochází k přibližování dané závislosti k námi požadované hodnotě  $Z_0 = 50 \Omega$ . Vzdálenost ovšem lze snižovat pouze do určité velikosti, a to z důvodu vyrobitelnosti struktury. Jako nejvhodnější byla určena vzdálenost diskounu od geometrického středu struktury  $m = 2 \text{ mm}$ . Při této vzdálenosti diskounu 1 je reálná část impedance  $Z_0$  v rozsahu hodnot od 38 do 60  $\Omega$ .

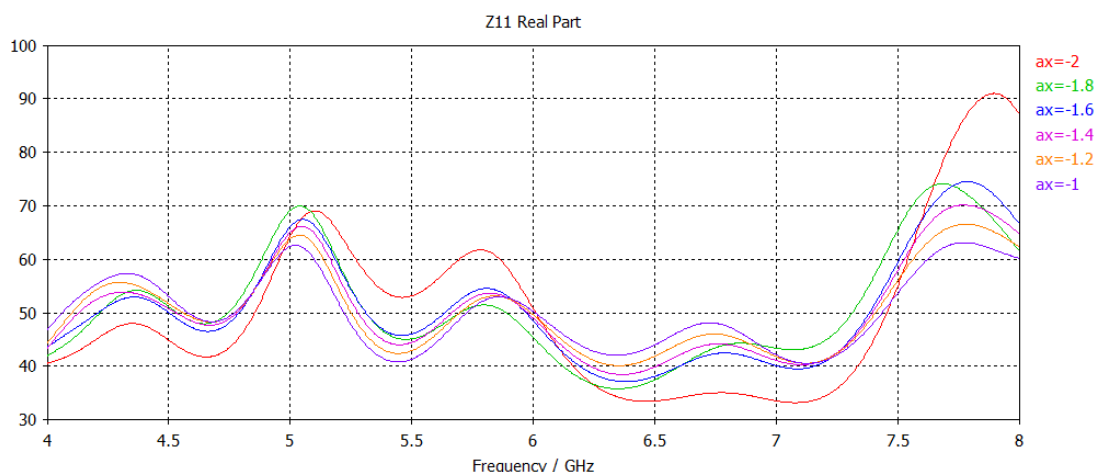


Obr. 5.28: Závislost impedance na vzdálenosti diskounu 1 od středu struktury (imaginární část)

Vzdálenost  $m = 2 \text{ mm}$  je vhodná jak pro reálnou část impedance, tak i pro imaginární část vstupní impedance  $Z_0$ . Imaginární část impedance se pohybuje v rozmezí hodnot od 15 do -14  $\Omega$ .

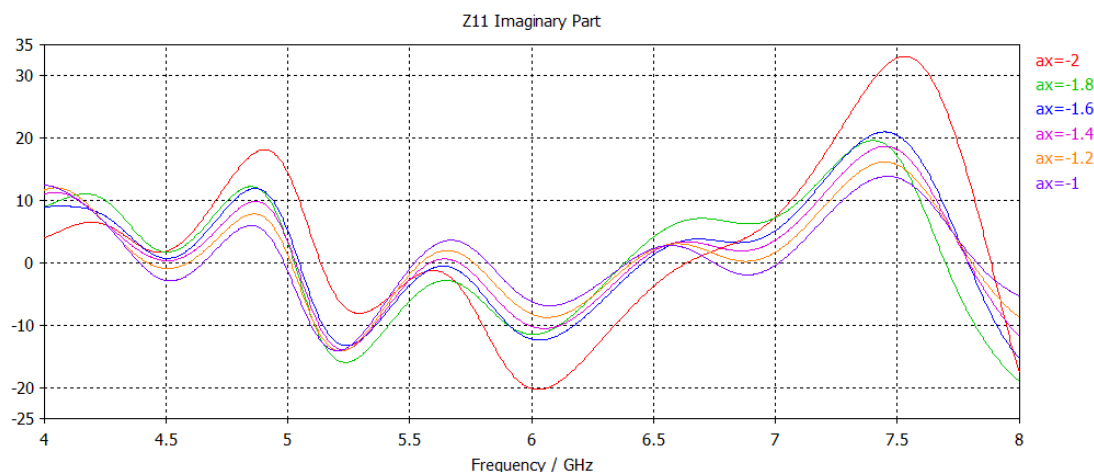
### 5.2.3.2 Závislost impedance $Z_0$ na vzdálenosti vnějšího vodiče koaxiálního vedení od geometrického středu struktury

Další z možností jak doladit vstupní impedanci  $Z_0$ , co nejpřesněji k požadované hodnotě je vysunutí vnějšího vodiče napájecího vedení mimo anténní strukturu (viz Obr. 5.26).



Obr. 5.29: Závislost impedance na vzdálenosti vnějšího vodiče od středu struktury (reálná část)

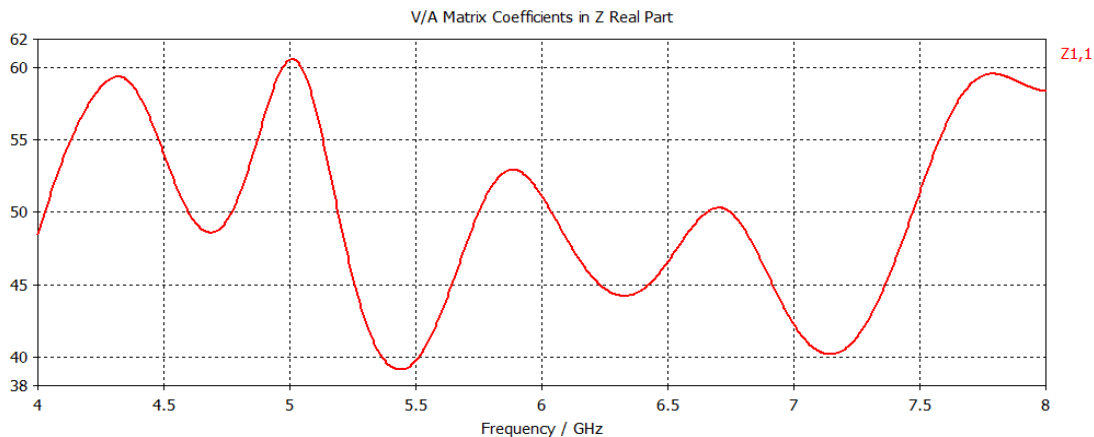
Nejlépeších výsledku bylo dosaženo při vzdálenosti vnějšího vodiče  $a_x = 1$  mm, kde  $a_x$  značí vzdálenost vnějšího vodiče od geometrického středu anténní struktury ve směru osy x.



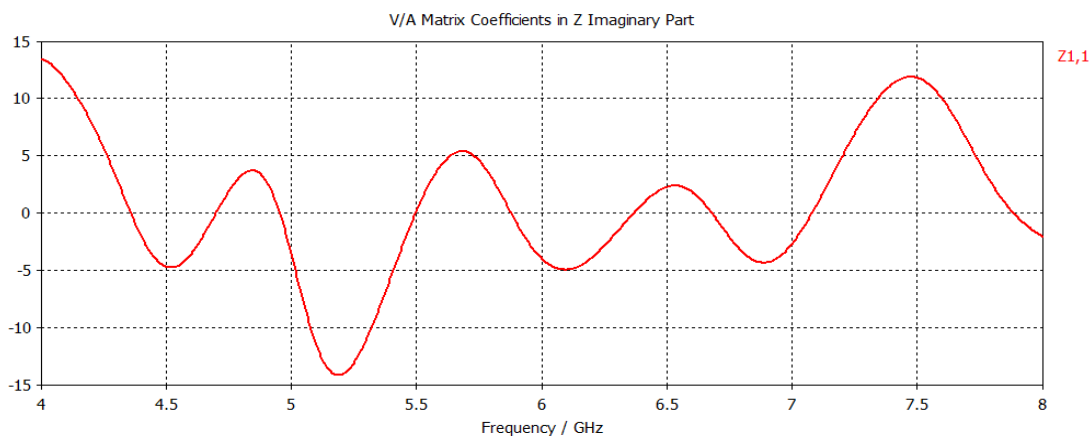
Obr. 5.30: Závislost impedance na vzdálenosti vnějšího vodiče od středu struktury (imaginární část)

Tato vzdálenost je optimální jak pro reálnou část vstupní impedance  $Z_0$ , tak i pro imaginární část. Hodnota  $Z_0$  se přiblížila k naší požadované hodnotě  $Z_0 = 50 + j0 \Omega$ .

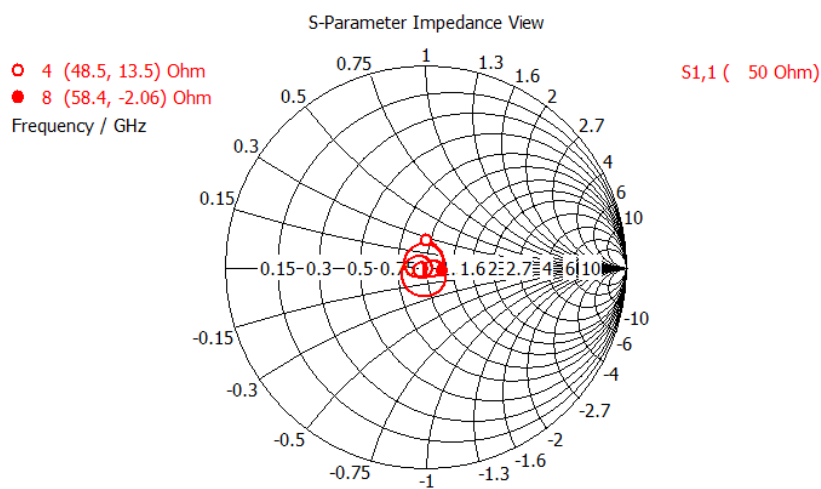
### 5.2.3.3 Nejlepší dosažené výsledky při napájení koaxiálním vedením Semi-Rigid UT-141 (s kapacitní diskontinuitou)



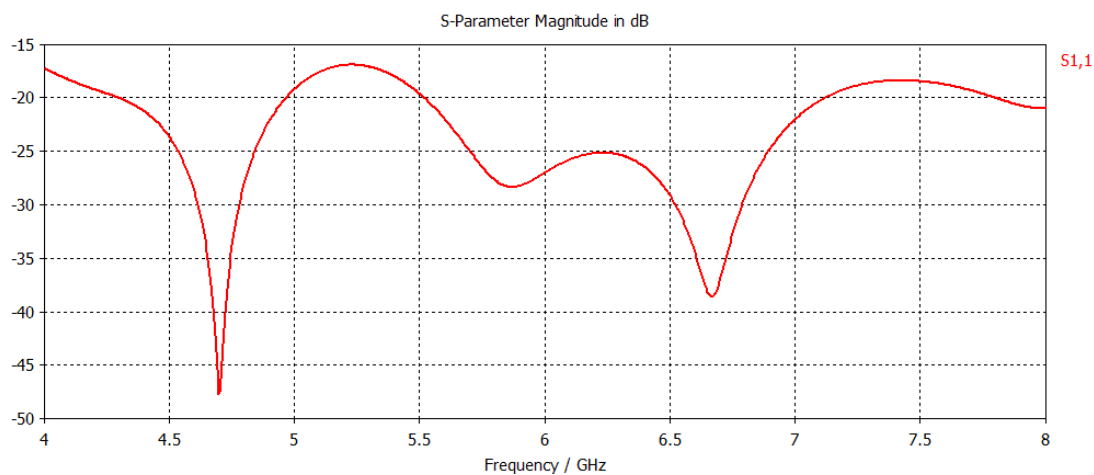
Obr. 5.31: Reálná část impedance  $Z_0$



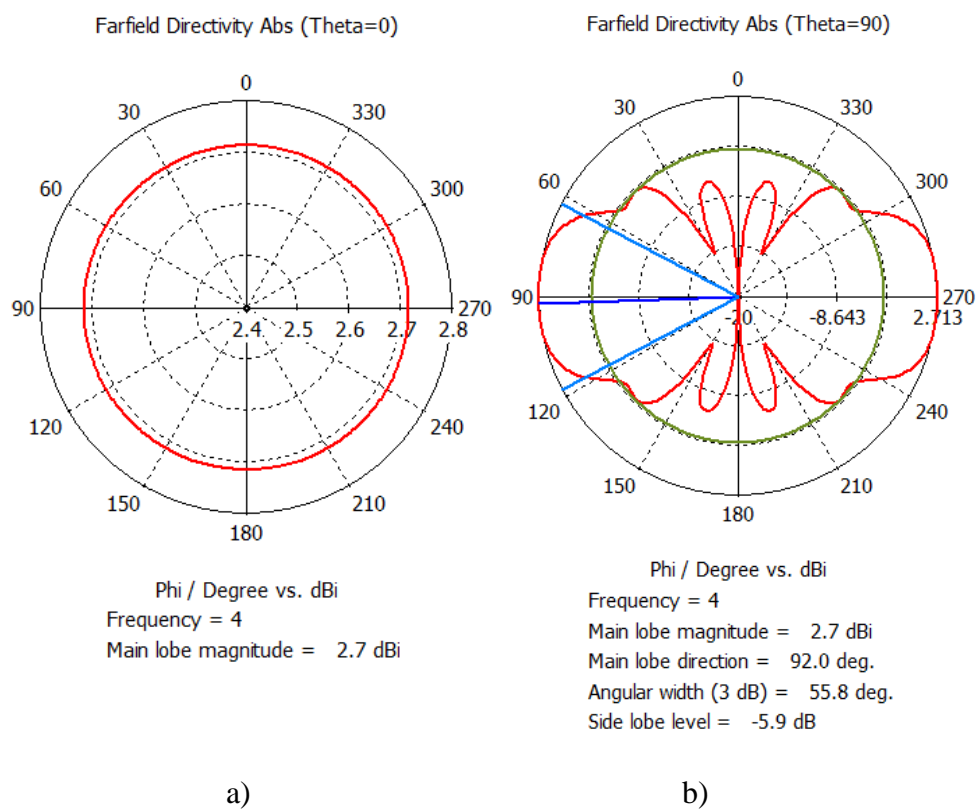
Obr. 5.32: Imaginární část impedance  $Z_0$



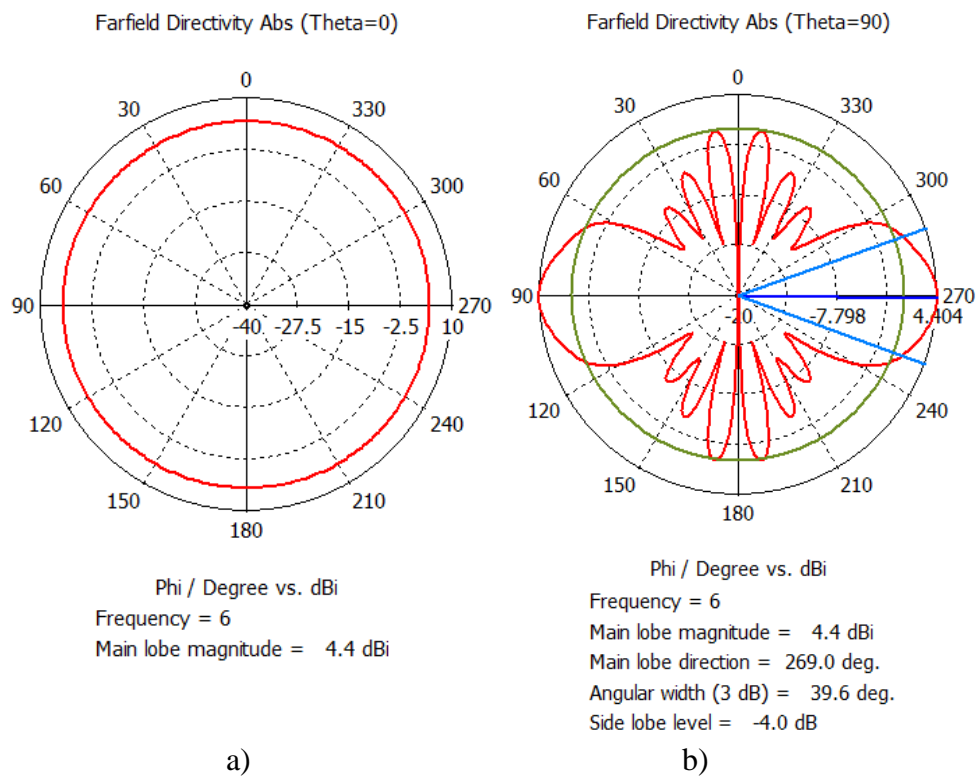
Obr. 5.33: Impedance  $Z_0$ -Smithův diagram



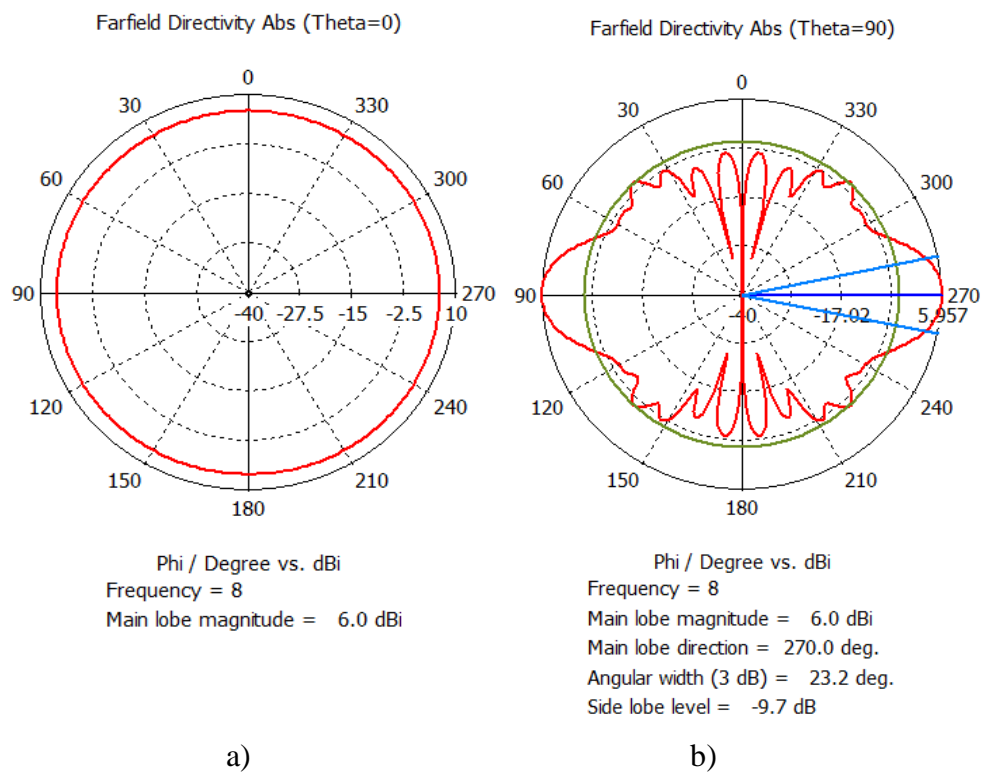
Obr. 5.34: Parametr  $S_{11}$



Obr. 5.35: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 4 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace



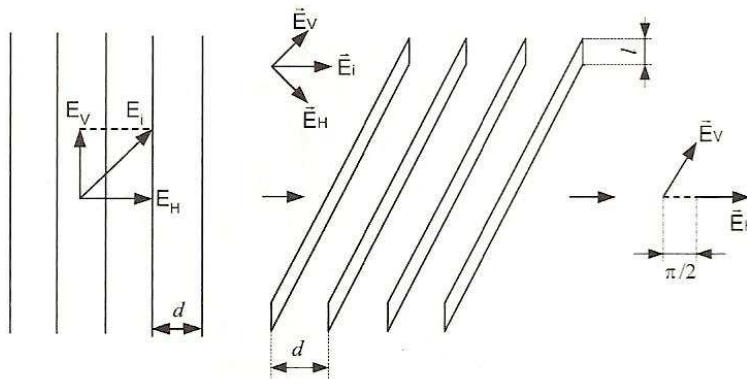
Obr. 5.36: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 6 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace



Obr. 5.37: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 8 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace

## 6 NÁVRH A SIMULACE POLARIZAČNÍ MŘÍŽE

Při výběru polarizační mříže byl brán ohled na mechanickou odolnost a na složitost struktury. Pro náš účel jsme zvolili jako nejvhodnější strukturu tvořenou kovovými pásky určité šířky  $l$  se vzájemnou vzdáleností  $d$  (viz Obr. 6.1).



Obr. 6.1: Mříž polarizační (převzato z [1]).

### 6.1 Návrh polarizační mříže

Jako příklad návrhu rozměrů polarizační mříže jsou uvedeny výpočty pro frekvenci 6 GHz. Nejdříve vypočtem vlnovou délku  $\lambda$ .

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{6 \cdot 10^9} = \underline{\underline{0,05m = 50mm}}$$

Pomocí vypočítané vlnové délky můžeme určit vzájemnou vzdálenost kovových pásků podle níže uvedeného vztahu.

$$d \cong 0,67 \cdot \lambda = 0,67 \cdot 0,05 = \underline{\underline{0,0335m = 33,5mm}}$$

Pro výpočet šířky  $l$  kovových pásků musíme nejprve určit hodnotu parametru  $\lambda_g$ . Tento parametr vypočtem následovně.

$$\lambda_g = \lambda \cdot \left[ 1 - \left( \frac{\lambda}{2 \cdot d} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} = 0,05 \cdot \left[ 1 - \left( \frac{0,05}{2 \cdot 0,0335} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} = \underline{\underline{0,075115m = 75,12mm}}$$

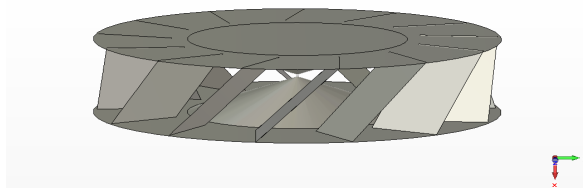
Nyní pomocí vypočteného parametru  $\lambda_g$  určíme šířku kovových pásků  $l$  dne následujícího vztahu.

$$l = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{0,075115}{2} = \underline{\underline{0,037557m = 37,56mm}}$$



## 6.2 Sloučení bikónické antény a polarizační mříže v jednu anténní strukturu

Z důvodu praktické použitelnosti bikónické antény s polarizační mříží, je nutné tyto dva prvky sloučit do jedné komplexní anténní struktury. Polarizační mříž je umístěna před ústí bikónické antény, a to kolem celého obvodu antény (viz Obr. 6.2). Jednotlivé lamely jsou nakloněny pod úhlem  $45^\circ$ , což vyplývá z teoretických poznatků o použité polarizační mříži (viz kapitola 4.1).



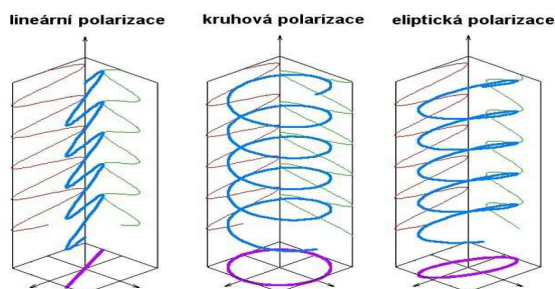
Obr. 6.2: Sloučení bikónické antény s polarizační mříží

Jak můžeme pozorovat z obrázku 6.2 bikónická anténa je uzavřena uprostřed polarizační mříže. Průměr podstavy obou kónusů je navýšen o hodnotu  $l$ , která značí šířku jednotlivých lamel. Lamely polarizátoru nejsou orientovány radiálně, což znamená, že neleží na přímce mezi středem anténní struktury a lamelou (viz příloha A). Napájecí koaxiální vedení prochází středem jednoho ze dvou kónusů, aby bylo možné zajistit správné připojení jak středního, tak i vnějšího vodiče napájecího vedení.

## 6.3 Simulace sloučené bikónické antény a polarizační mříže v jednu anténní strukturu v CST Microwave studio

Před zahájením samotné simulace jsme museli provést sloučení bikónické antény a polarizační mříže (viz Obr. 6.2). Při vytváření komplexní anténní struktury jsme vycházeli z rozměrů bikónické antény, které byly vypočteny a odladěny v kapitole 5. Cílem simulace je zajištění kruhové polarizace v celém frekvenčním pásmu 4 až 8 GHz.

Abychom z lineární polarizace získali kruhovou polarizaci, musíme zajistit, aby fázový posun složek  $E_V$  a  $E_H$  byl  $\pi/2$  což je  $90^\circ$  a úroveň obou složek signálu v ideálním případě byla totožná (viz Obr. 6.3). Vyšetřování amplitudy a fáze složek  $E_V$  a  $E_H$  bylo prováděno ve vzdálenosti 1000 mm od středu struktury. Vektorové sondy pole  $E$  byly umístěny jak v ose  $x$  tak v ose  $y$ .



Obr. 6.3: Druhy polarizací

### 6.3.1 Simulace sloučené anténní struktury pro vypočtené rozměry polarizační mříže

První simulace byla provedena pro vypočtené rozměry polarizační mříže. Teoretický výpočet rozměru mříže je uveden v kapitole 6.1. Při teoretickém výpočtu nám vyšla vzájemná vzdálenost jednotlivých lamel polarizátoru  $d = 33,5 \text{ mm}$  a délka lamely  $l = 37,56 \text{ mm}$ .

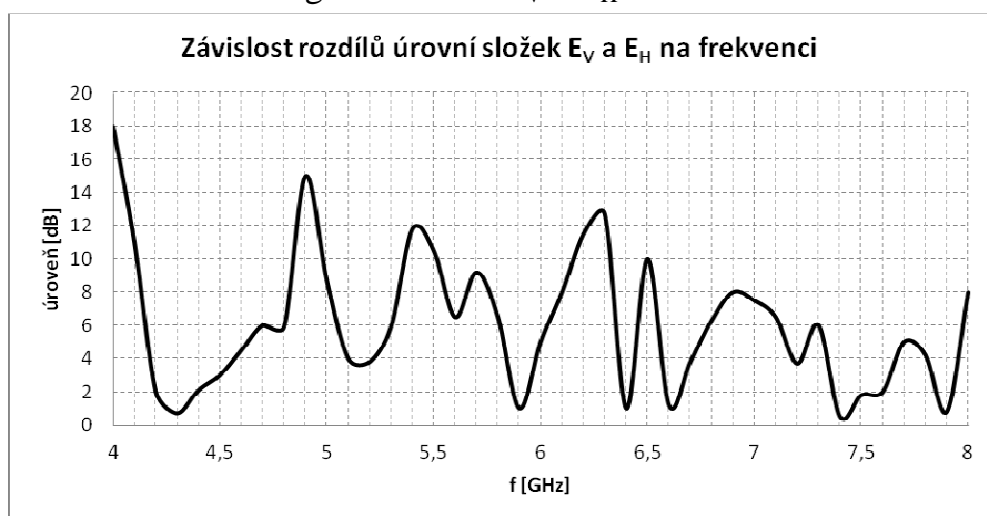
Abychom dosáhli ideální kruhové polarizace, musí být složky  $E_V$  a  $E_H$  vzájemně fázově posunuty o úhel  $\varphi = 90^\circ$  a úrovně jednotlivých složek nabývat totožných hodnot. U širokopásmových struktur je obtížné dodržení výše uvedených podmínek pro celé požadované frekvenční pásmo, a proto se volí určitý kompromis.

#### 6.3.1.1 Závislost fázového posunu složek $E_V$ a $E_H$ na frekvenci $f$



Obr. 6.4: Závislost fázového posunu složek  $E_V$  a  $E_H$

#### 6.3.1.2 Závislost úrovně signálu složek $E_V$ a $E_H$ na frekvenci



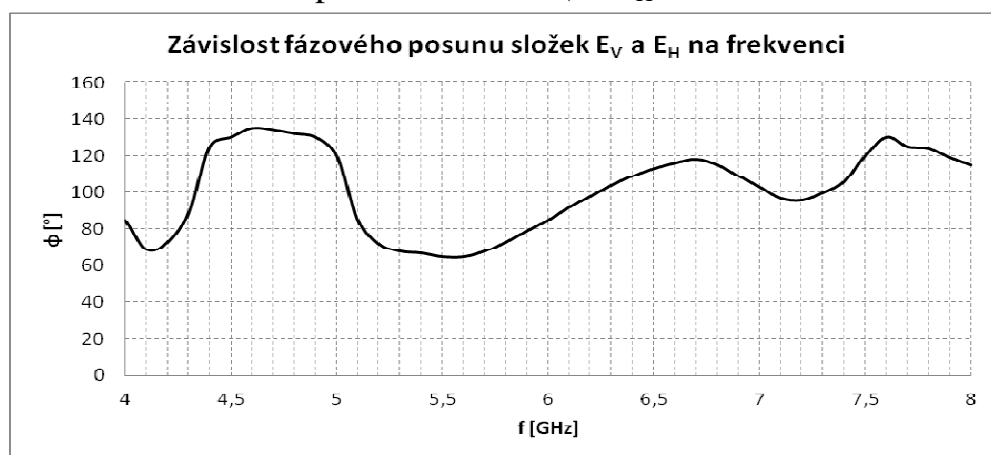
Obr. 6.5: Závislost úrovně signálu složek  $E_V$  a  $E_H$

Z výše uvedených závislostí je patrné, že výsledky simulací nejsou optimální a tedy nutno přistoupit k optimalizaci rozměrů anténní struktury a polarizační mříže.

### 6.3.2 Simulace sloučené anténní struktury pro optimalizované rozměry anténní struktury

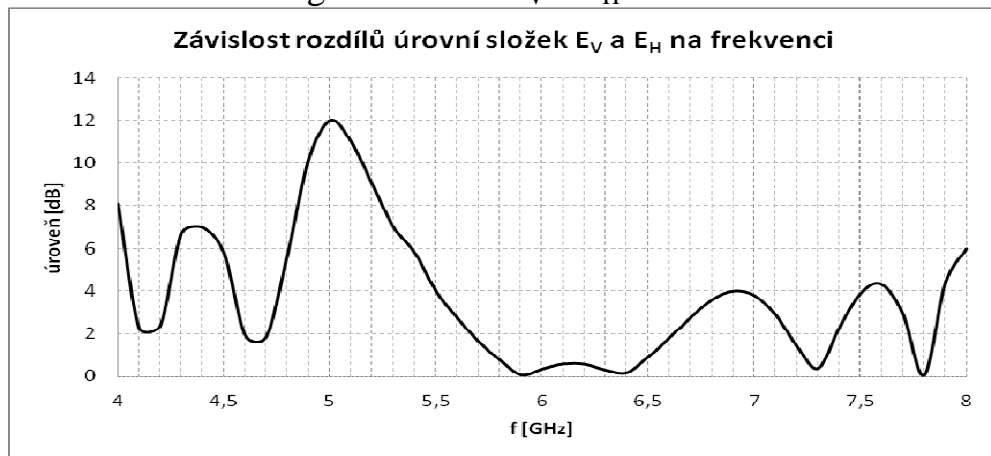
Pro dosažení co nejlepších výsledků bylo nutno upravit teoreticky vypočtené rozměry polarizační mříže. Výsledky pro vypočtené rozměry nebyly optimální pravděpodobně kvůli natočení kovových lamel kvůli dosažení kruhového tvaru polarizátoru. Po optimalizaci rozměrů je vzájemná vzdálenost jednotlivých lamel polarizátoru  $d = 34 \text{ mm}$  a délka lamely  $l = 44 \text{ mm}$ . Výsledky dosažené po upravení rozměrů jsou uvedeny níže.

#### 6.3.2.1 Závislost fázového posunu složek $E_V$ a $E_H$ na frekvenci $f$



Obr. 6.6: Závislost fázového posunu složek  $E_V$  a  $E_H$

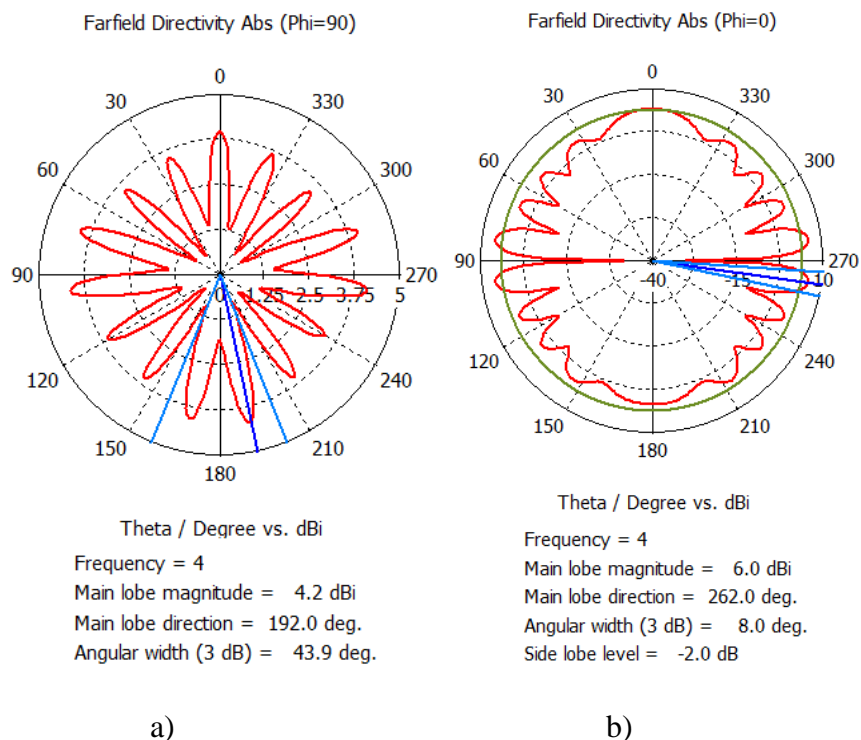
#### 6.3.2.2 Závislost úrovně signálu složek $E_V$ a $E_H$ na frekvenci



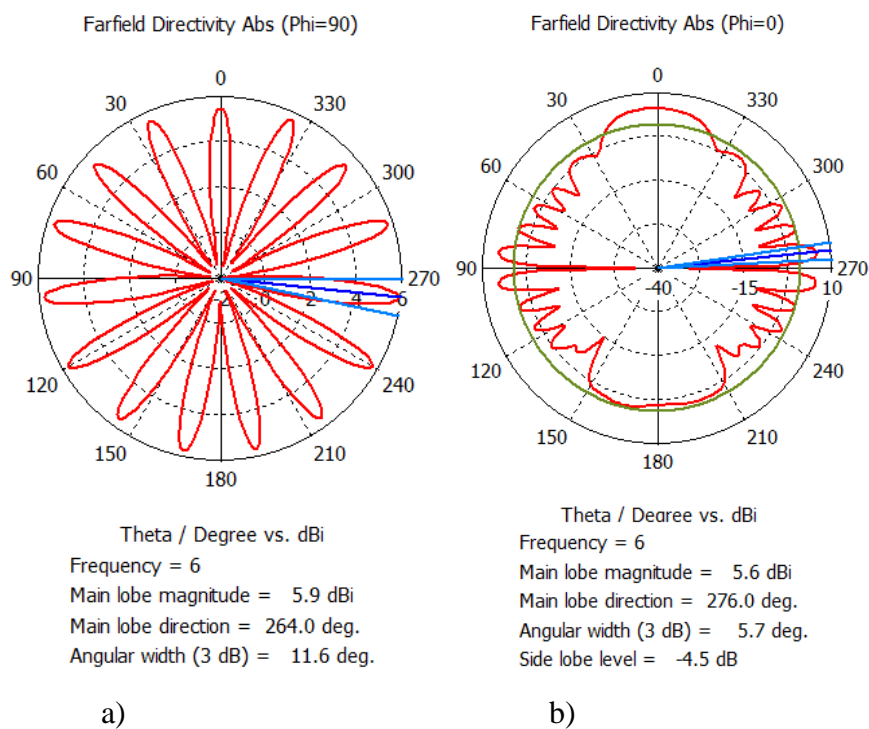
Obr. 6.7: Závislost úrovně signálu složek  $E_V$  a  $E_H$

Nejlepších výsledků je dosaženo ve středu frekvenčního pásma, což je v okolí frekvence 6 GHz. Na této frekvenci vzniká kruhová polarizace s osovým poměrem  $AR = 1$ . Nejhorších výsledků je dosaženo na frekvenci 5 GHz (viz Obr. 6.7).

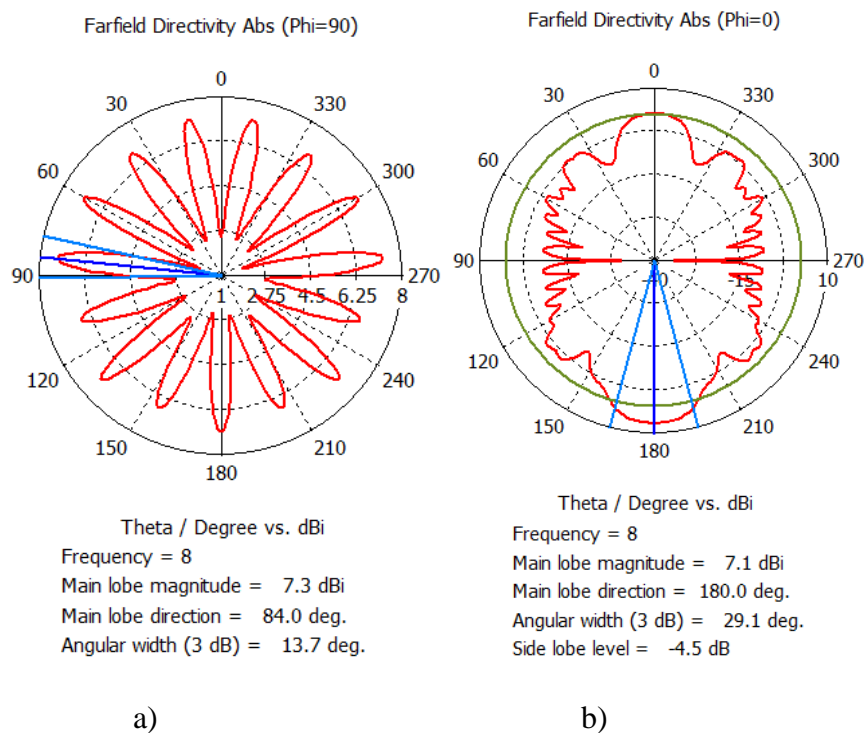
### 6.3.2.3 Vyzářovací charakteristiky



Obr. 6.8: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 4 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace

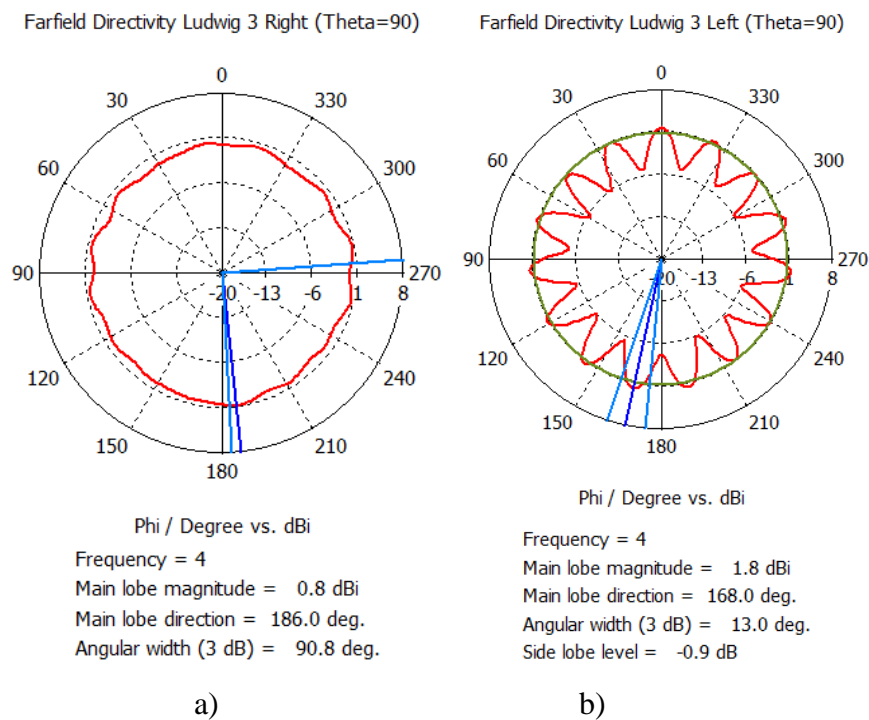


Obr. 6.9: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 6 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace

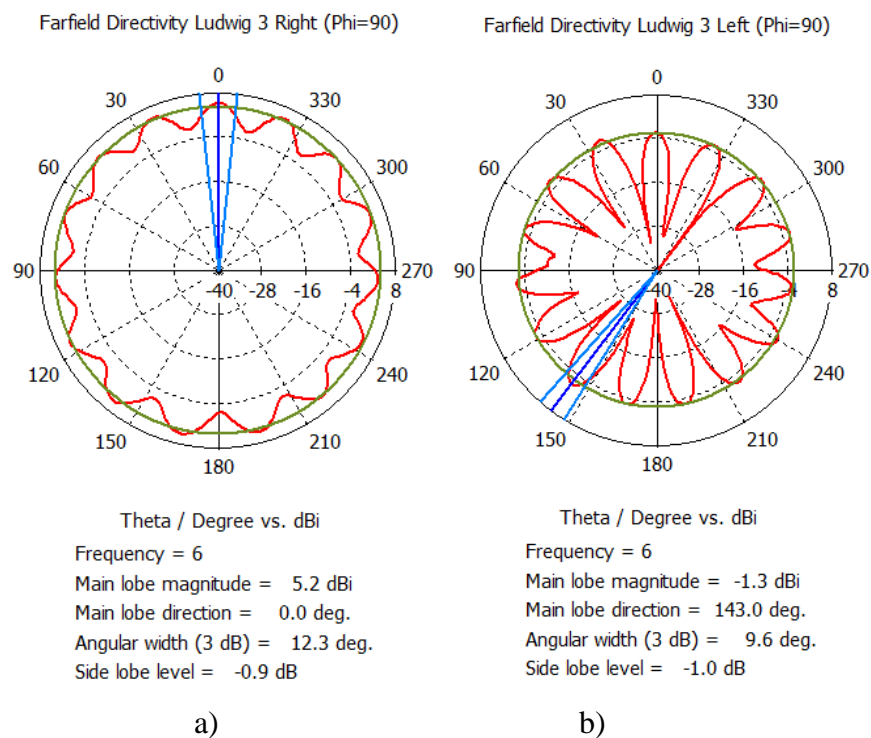


Obr. 6.10: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 8 GHz a) horizontální polarizace b) vertikální polarizace

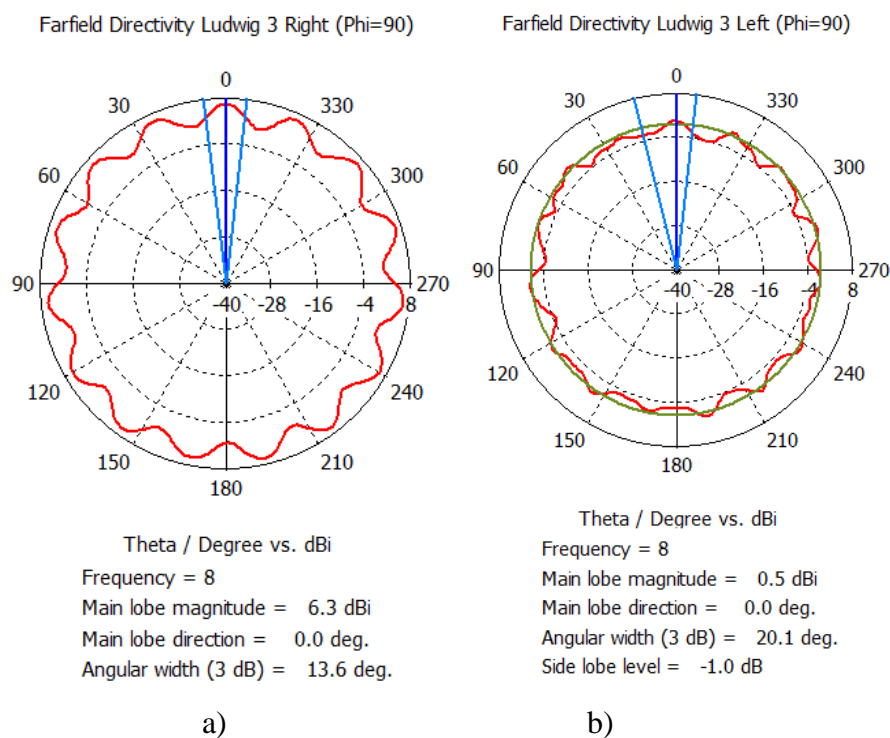
#### 6.3.2.4 Vyzařovací charakteristiky – pravotočivá a levotočivá kruhová polarizace



Obr. 6.11: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 4 GHz – kruhová polarizace v horizontálním směru a) pravotočivá b) levotočivá

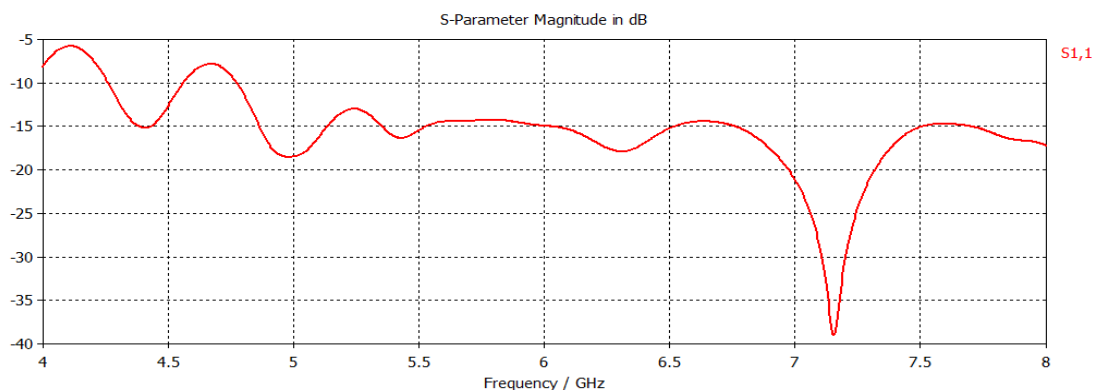


Obr. 6.12: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 6 GHz – kruhová polarizace v horizontálním směru a) pravotočivá b) levotočivá



Obr. 6.13: Směrové charakteristiky bikónické antény pro kmitočet 8 GHz – kruhová polarizace v horizontálním směru a) pravotočivá b) levotočivá

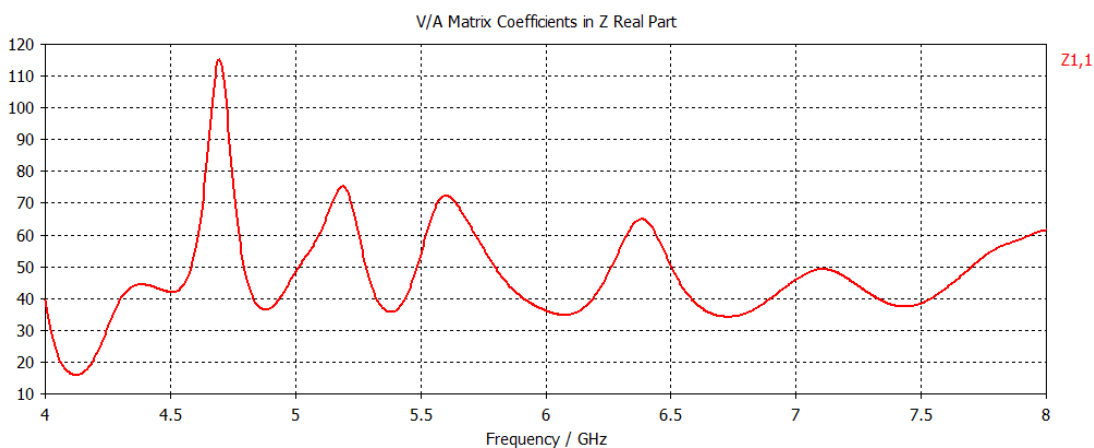
### 6.3.2.5 Parametr $S_{11}$



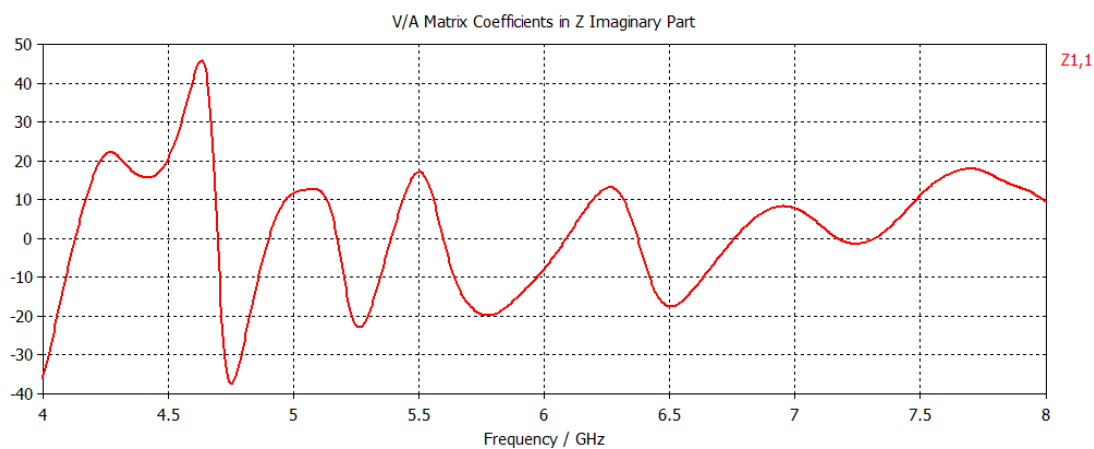
Obr. 6.14: Parametr  $S_{11}$

Hodnota parametru  $S_{11}$  se pohybuje v rozmezí -7 dB až -40 dB. Průměrná hodnota parametru  $S_{11}$  se rovná -15 dB.

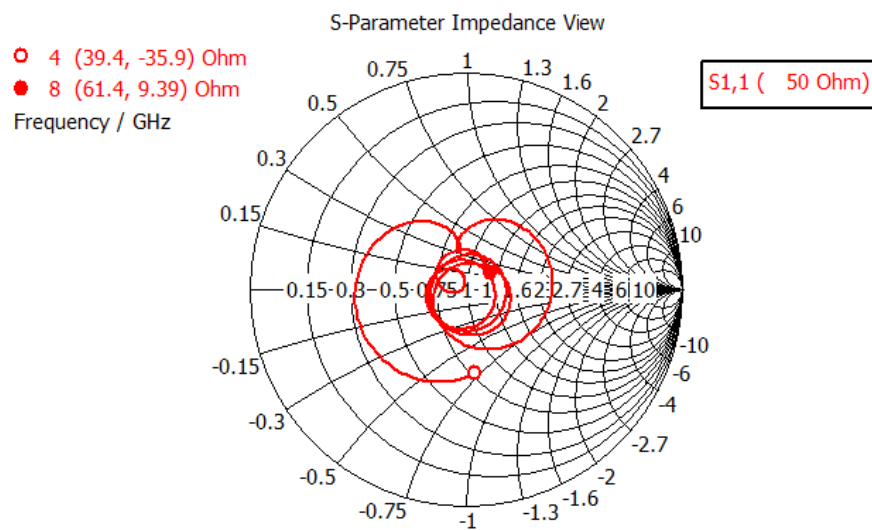
### 6.3.2.6 Vstupní impedance anténní struktury $Z_0$



Obr. 6.15: Reálná část impedance  $Z_0$



Obr. 6.19: Imaginární část impedance  $Z_0$



Obr. 6.16: Impedance  $Z_0$ -Smithův diagram

Hodnoty vstupní impedance  $Z_0$  se po sloučení bikónické antény a polarizační mříže mírně zhoršily. K nejvýznamnější změně vstupní impedance došlo v kmitočtovém pásmu 4,5 až 4,8 GHz. Průběhy reálné a imaginární části vstupní impedance  $Z_0$  jsou uvedeni výše.



## 7 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo teoreticky prostudovat chování a vlastnosti bikónické dipólové antény a provést návrh anténní struktury. Práce se také zabývá problematikou polarizátorů elektromagnetických vln a radioprůzračných materiálů.

V prvních dvou kapitolách je uvedena obecná teorie antén a jejich rozdělení. Následující blok této práce popisuje vlastnosti a chování bikónické antény. V této části je uvedeno rozložení elektromagnetického pole v ústí antény, vstupní impedance a další vlastnosti. Čtvrtá část práce je věnována výběru polarizátoru elektromagnetických vln a radioprůzračným materiálům, které se používají k výrobě radioprůzračných anténních krytu.

Při výběru polarizační mříže bylo rozhodnuto, že pro náš účel bude nejvhodnější polarizační mříž tvořená kovovými pásky nakloněnými o úhel  $45^\circ$ . Tato konstrukce umožňuje vytvoření pevné a odolné struktury kolem celé antény.

Pátá část práce je věnována návrhu a simulaci bikónické antény. Nejprve byla anténa při simulaci napájena diskretním portem. V další části je již anténní struktura napájena koaxiálním vedením Micro-Coax (Semi-Rigid UT-141). Pro vylepšení vstupní impedance  $Z_0$  jsme anténní strukturu modifikovali, a to tak, že byly přidány vodivé kotouče, pomocí kterých se nám podařilo, co nejvíce přiblížit k požadované hodnotě vstupní impedance  $Z_0 = 50 \Omega$ .

Poslední část práce je věnována návrhu polarizační mříže a spojení bikónické antény a polarizační mříže v jeden celek. Při simulaci kompletní struktury s vypočtenými rozměry polarizační mříže bylo dosaženo ne příliš uspokojivých výsledků, a proto bylo nutno přejít k optimalizaci těchto vypočtených rozměrů.

Po provedené optimalizaci rozměrů anténní struktury a polarizační mříže se rozdíl úrovní složek  $E_V$  a  $E_H$  pohybuje v 85 % daného frekvenčního pásma pod hodnotou 6 dB. Ideální kruhová polarizace vzniká na frekvenci 6 GHz.

Na konci práce je uvedena výkresová dokumentace navržené anténní struktury, která určuje konečné rozměry antény.

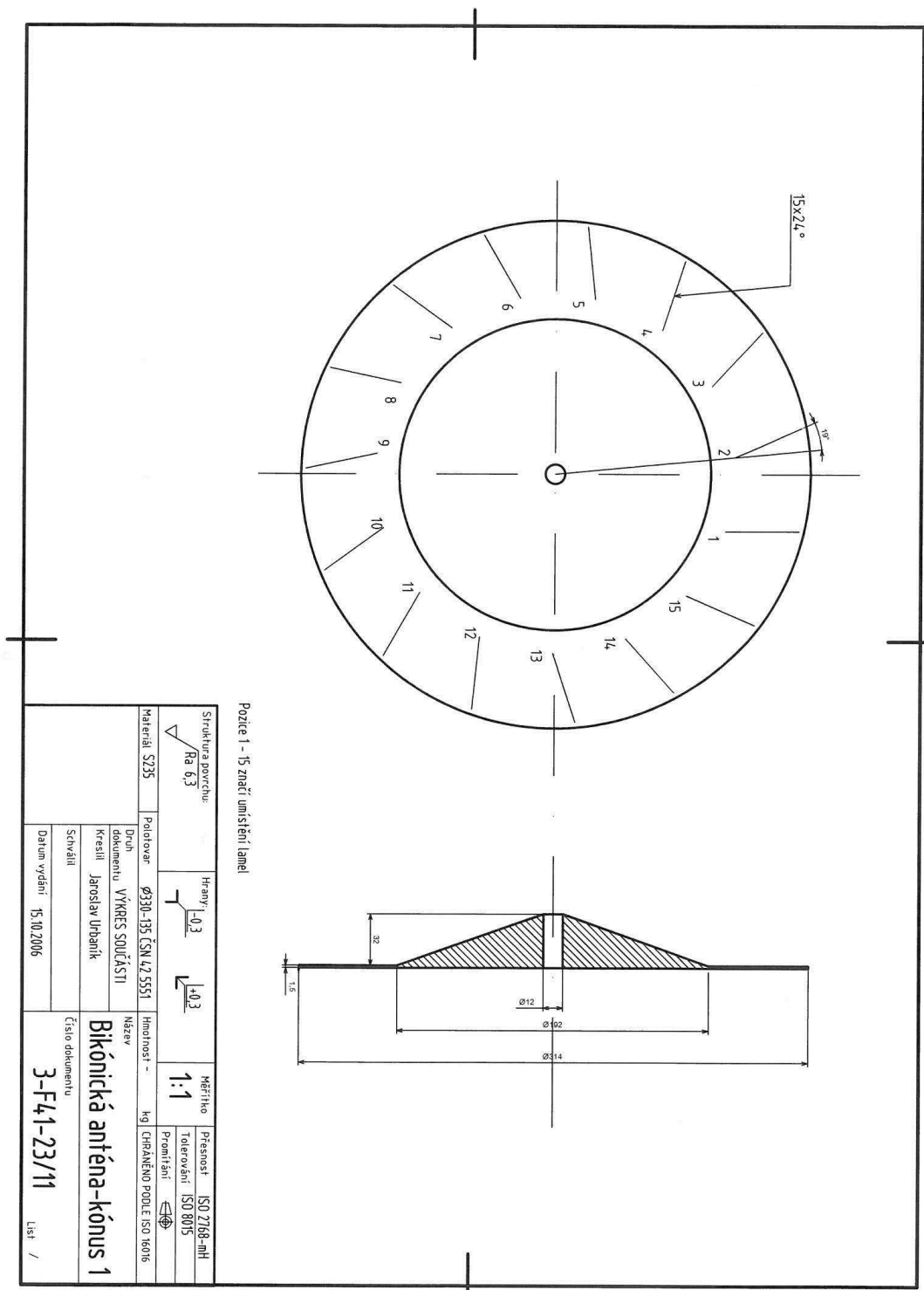
# LITERATURA

- [1] PROCHÁZKA, M.: Antény – Encyklopedická příručka, Praha BEN – technická literatura, 2005.
- [2] KRAUS, J. D. Antennas, Second Edition, New York: McGraw-Hill.
- [3] MILLIGAN, T. A.: Modern Antenna Design, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2005.
- [4] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z.: Antény a šíření rádiových vln – přednášky. Skriptum FEI VUT, Brno 2001.
- [5] HANUS, S., SVAČINA, J.: Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Skriptum FEKT VUT v Brně, Brno 2002.
- [6] MAZÁNEK M., PECHAČ P.: Šíření elektromagnetických vln a antény. Vydavatelství ČVUT, Praha 2004.
- [7] *3D EM Field Simulation - CST Computer Simulation Technology* [online]. 2011 [cit.2011-11-03]. [Http://www.cst.com/](http://www.cst.com/). Dostupné z WWW: <<https://www.cst.com/support>>.
- [8] RAIDA, Z., et al. Multimediální ucebnice: Elektromagnetické vlny, Mikrovlnná technika [online]. Brno: FEKT VUT v Brně, [cit. 2010-11-2]. Dostupné z WWW: <<http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php>>.
- [9] LUKEŠ, Z.: Mikrovlnná integrovaná technika: MMIT. 5.5.2011 [vid. 2011-12-21].
- [10] NOVÁČEK, Z.: Elektromagnetické vlny, antény a vedení. Nakladatelství VUTIUM, Brno 2003.

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

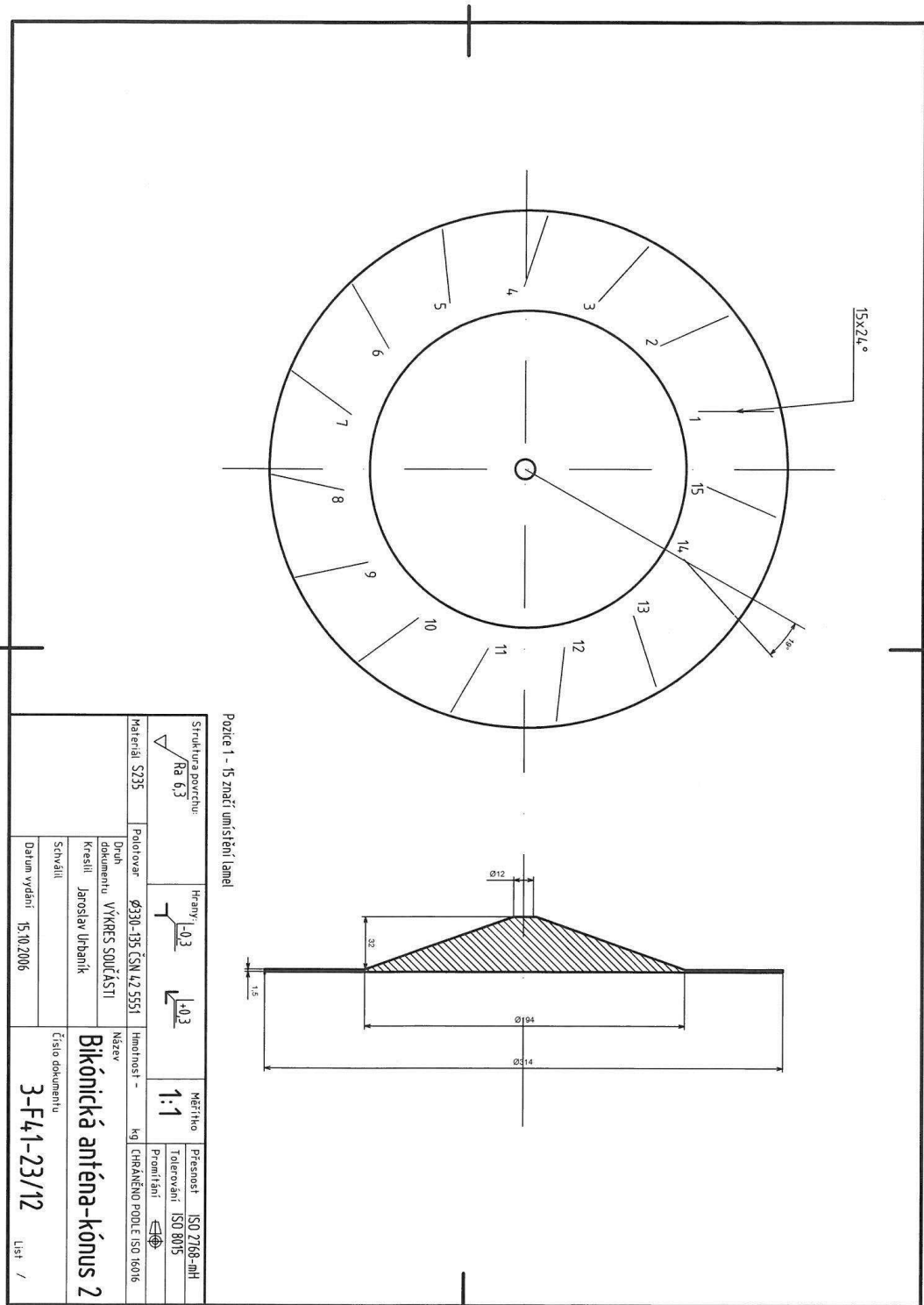
$l$	Délka povrchové přímky kónusů
$\delta$	Polovina úhlu rozevření kónusů
$\lambda$	Vlnová délka
$\lambda_g$	Vlnová délka šířící se ve vlnovodu (dvěma vodivými deskami)
$\varphi$	Fázový posun
$Z_0$	Charakteristická impedance
$H$	Magnetická složka elektromagnetického pole
$E$	Elektrická složka elektromagnetického pole
TE	Transverzálně elektrická vlna
TEM	Transverzálně elektromagnetická vlna
UT-141	Koaxiální vedení firmy Micro-Coax
$E_v$	Vertikální složka elektrické intenzity elektromagnetického pole
$E_H$	Horizontální složka elektrické intenzity elektromagnetického pole
AR	Osový poměr
SPCW	Postříbřený měděný vodič (silver plated copperwelt)
PTFE	Dielektrický materiál (polytetrafluoretylen)

# PŘÍLOHA A



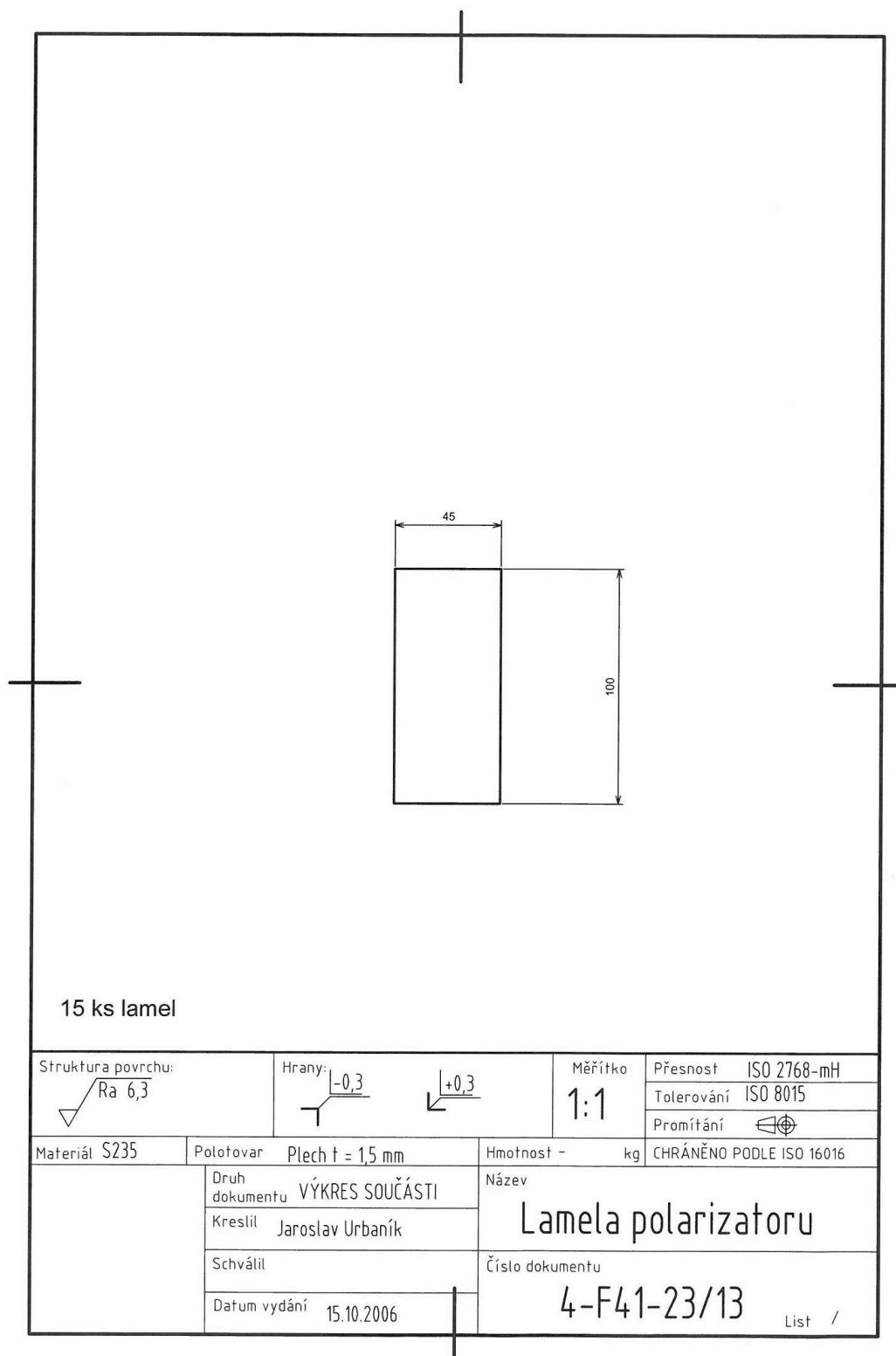
Obr. 6.17: Výkres kónus 1

# PŘÍLOHA B



Obr. 6.18: Výkres kónus 2

# PŘÍLOHA C



Obr. 6.19: Výkres lamela polarizátoru